ORIGINAL-BAUPLÄNE

Bauplan 71

Klaus Schlenzig

Licht-Spiel-Mosaik 89

Inhalt

1. Einleitung
2. Licht und Bewegung
2.1. Seitenkennung mit dem *555*
2.2. Gefahrenstellen-Automatik
2.3. Lauflicht mit CMOS-IS
2.4. Bewegter Richtungszeiger mit *A 277 D*
3. Meß-Hilfen
3.1. Temperaturindikator
3.2. Potentio-Thermometer
3.3. Batterie-Tester
4. Pulsschlag zum Sehen (und zum Hören)
4.1. Puls aus dem Lautsprecher
4.2. Lichtpuls mit Begleitton
4.3. Mobilvariante
4.4. Hilfe für Vergeßliche

1. Einleitung

Licht, elektrisch erzeugt und elektronisch gesteuert, oder auch natürliches Licht, elektronisch umgesetzt und ausgewertet, das ist das weitgespannte Thema dieses Bauplans. Einer der Auslöser dafür war die für Amateure nun vorteilhaftere Preisgestaltung elektronischer Bauelemente, darunter auch der bisher nicht immer gerade billigen Leuchtdioden. Es gibt sie inzwischen in zahlreichen Bauformen und Farben. Ansteuerseitig wird das Vorhaben unterstützt durch die bei Erarbeitung dieses Bauplans zunehmend verfügbar werdenden (und nun ebenfalls recht preiswerten) Schaltkreise, besonders in CMOS-Technologie.

Licht zur lautlosen Signalisierung hat in der Elektronik große Bedeutung erlangt, sei es als unmittelbare Erscheinung, die Aufmerksamkeit erregt, sei es als Mittler zum Abbilden anderer Vorgänge. Eine in diesem Sinne »zweifach modulierte« Anwendung von Licht stellt der Pulsfühler dar, eine sicherlich die reine Spielgrenze zum Nützlichen hin überschreitende Anwendung, der mit entsprechend leicht nachvollziehbaren Leiterplatten der Weg zum Amateur geebnet wird.

Licht als Signalgeber für Grenzwerte bei Vergleichsmessungen ist eine Alternative zu Zeigerinstrumenten, deren Wert dafür bisweilen nicht ausgeschöpft, und zu Tonsignalgebern, deren akustisches Signal dagegen gern als willkommene Alternative zum optischen Signal (oder zusätzlich dazu) gebraucht wird. Solche Kombinationen setzt man immer häufiger ein. Beispiele, die nicht nur in der Amateurpraxis helfen können, stellt dieser Bauplan vor. Dem reinen Spielbetrieb schließlich kommen kleine Schaltungen entgegen, in denen manches Bauelement aus der Kiste noch zu neuem Leben erweckt werden kann, die sich aber ebenfalls großenteils auf Grund ihrer jetzt vielfach sehr attraktiven neuen Preise weniger sparsam einsetzen lassen. Und im Grund ist nichts besser geeignet, ernsthaften Lerneffekt zu erzielen, als der Bau elektronischen »Spielzeugs«.

Die Vielfalt der vorliegenden Sammlung ergibt sich zu einem Teil aus eigener Arbeit, aber auch aus Literaturrecherchen. Die erhaltenen Anregungen wurden auf das vorhandene Bauelementeangebot angewendet. Entstehende Ähnlichkeiten sind also »genrebedingt«, geht es doch großenteils darum, grundsätzlich bekannte Schaltungslösungen auf die speziellen Einsatzfälle hin zu adaptieren.

2. Licht und Bewegung

In der Reihenfolge der Auffälligkeit rangieren zweifellos »Lauflichter« an 1. Stelle, gefolgt von Blinkern. An letzter Stelle steht das Dauerlicht, genutzt z. B. bei Kontrollampen, die einen »normalen« Betriebszustand anzeigen. Beunruhigung verursachen Blinksignale. Lauflichter schließlich können motivieren; man setzt sie für Werbung wie in Diskotheken ein. Jedoch auch als Leiteinrichtungen spielen sie eine wichtige Rolle. Das reicht vom Modell- über den Wohnbereich bis zum Verkehr. Im folgenden werden Schaltungen für alle diese Bereiche vorgestellt. Sie erheben keinen Anspruch auf allzugroße Originalität. Doch sie sind praktisch – wiederum auch (soweit erforderlich) durch ihre Leiterplattenvorgaben.

2.1 Seitenkennung mit dem *555*

Das Markieren der Kanten von Gegenständen, Durchfahrten o. ä. ist eine ganz einfache Anwendung des bewährten Timerschaltkreises *B 555 D*. Er arbeitet im astabilen Modus, das heißt $f \approx 1{,}44/C\,(R1+2\,R2)$, siehe Bild 1. Die entstehende Rechteckschwingung erscheint am Ausgang O (Anschluß 3) in der in Bild 2 dargestellten Form. Das heißt, auch im eingeschwungenen Zustand bleibt die H-Zeit größer als die L-Zeit. Erst im Grenzfall für $R1 = 0$ wäre sie 50% der Periodendauer. Allerdings darf man so tief mit R1 auf keinen Fall gehen. Das würde den Entladetransistor (Ausgang OD, Anschluß 7) zerstören. (Etwa) symmetrische Impulse erzielt man allerdings auch umgekehrt dadurch, daß R1 und R2 gleich groß gewählt werden, daß jedoch R2 für die Aufladung von C mit einer Diode überbrückt wird. Auf Grund der Flußspannung dieser Diode ergibt das aber nur bei höheren Betriebsspannungen (zulässig sind maximal 16 V) die gewünschten Verhältnisse. In Bild 1 wurde R1 größer als der allgemein benutzte Mindestwert (1 kΩ) gewählt. Das ergibt kleineren Strom durch R1 in der Entladephase (geöffneter Ausgang OD).

Die wohl allgemein bekannte Innenschaltung des *B 555 D* zeigt im Eingangsteil 2 Komparatoren, die über 3 nominell gleich große Widerstände von je etwa 5 kΩ vorgespannt sind. Am unteren Komparator liegt also 1/3 der Betriebsspannung, der obere erhält 2/3 von ihr. Aus diesen von der Betriebsspannung geführten Bezugsspannungen ergibt sich die gute Frequenzkonstanz des *B 555 D*. Für Blinkschaltungen interessiert das aber weniger.

Aus den weiteren Voraussetzungen (Mindest-Betriebsspannung 4,5 V, Mindestspannung am Freigabeeingang R, Anschluß 4, wenigstens 1 V, Ausgangsbelastbarkeit in beiden Richtungen 200 mA bei Einhalten von 600 mW Gesamtverlustleistung) leitet sich der Einsatzrahmen ab. Der Trigger-Eingang IT (Anschuß 2) reagiert bei 1/3 der Betriebsspannung (Absenken unter diesen Wert schaltet Ausgangsspannung auf »H«). Der Schwellspannungseingang IS (Anschluß 6) dagegen spricht bei 2/3 der Betriebsspannung an (Ausgang O geht auf »L«, ebenso Ausgang OD, der den Kondensator entlädt). Daher pendelt in der Schaltung nach Bild 1 die Kondensatorspannung im eingeschwungenen Zustand zwischen diesen beiden Werten. Interessant sind dabei die von der Belastung abhängigen beiden Werte der Ausgangsspannung. Wie Bild 3 zeigt, ist die mögliche Spannungsdifferenz zwischen Betriebs- und Ausgangsspannung bei »H« wesentlich größer (bei 100 mA mehr als 1,5 V!) als die L-Ausgangsspannung. Das wurde in Bild 1 berücksichtigt: Die beiden Leuchtdioden haben unterschiedliche Flußspannungen. Während die rote *VQA 13* bei 20 mA (ihr maximal zulässiger Flußstrom beträgt 30 mA) weniger als 1,8 V Flußspannung aufweist, brauchen die grüne *VQA 23* und die gelbe *VQA 33* bis zu 2,6 V, also 0,8 V mehr. Da nun aber der Flußstrom um so stärker von Spannungs- und Vorwiderstandstoleranzen abhängt, je weniger Spannung für den Vorwiderstand bleibt, liegt die Diode mit der höheren Flußspannung im Zweig mit der kleineren Spannungsdifferenz. Es ist für dieses Anwendungsbeispiel also nicht so günstig, die *VQA 13* durch einen der neueren Typen zu ersetzen, die auch bei Rot eine mit *VQA 23* und *VQA 33* vergleichbare Flußspannung aufweisen.

Von der Stromaufnahme her ist das keine für Langzeitbetrieb mit Batterie geeignete Schaltung. Jedoch liegt der typische Strombedarf des *B 555 D* gemäß Bild 4 noch relativ nied-

rig, so daß eine Betriebs-Nennspannung von 6 V vielfach eine Basis für gelegentlichen Einsatz auch ohne Netzunterstützung bildet. Das erlaubt eine mechanische Lösung, die in jüngeren Bauplänen bereits mehrfach gewählt wurde und die auch im vorliegenden Rahmen zu recht ansprechenden, handlichen Einheiten führt. Gemeint ist der Einsatz von Magnettonkassettenhüllen als Gehäuse, die gleichzeitig bis zu 4 *R6*-Zellen zur Stromversorgung aufnehmen können. Dafür eignen sich sowohl normale Zink-Kohle-Typen als auch NK-Sammler der »Walkman«-Klasse, wie sie u. a. im Rahmen des Ersatzbedarfs von Importgeräten gehandelt werden. Für einen Einsatz über Nacht genügt eine solche Batteriekapazität (500 mAh bei NK, wenigstens 1 Ah bei frischen, einwandfreien Zink-Kohle-Typen) in den meisten Fällen.

Für den Modelleinsatz reicht die Basisbreite im Sinne von Bild 5 sicherlich aus. Bei realistischer Nutzung wird man dagegen weder mit Leuchtdioden auskommen noch mit einer 10-cm-Basis. Für diesen Fall werden die Leuchtdioden durch die Eingangsstrecken von 2 Optokopplern ersetzt (Bild 6). Diese Lösung darf jedoch nur der für den Umgang mit Netzkreisen Autorisierte benutzen. Vom Ausgang jedes Kopplers wird z. B. ein Triac angesteuert, der eine netzgespeiste Begrenzungslampe zu schalten vermag. Beim Schalten größerer Glühlampen empfiehlt es sich allerdings, die Spannung nicht immer wieder an den kalten Faden zu legen, dessen Widerstand ja bekanntlich wesentlich kleiner ist als der Warmwert. Man kann dazu den Triac z. B. mit einer Lampe kleinerer Leistung überbrücken, die man in einem geeigneten Abstand von der dadurch vorgeheizten »Hauptlampe« anbringt. Es entsteht auf diese Weise ein zusätzliches Blinksignal kleinerer Lichtleistung.

Für die Modellausführung wurde eine Leiterplatte zu Bild 1 entworfen, die in Bild 7 wiedergegeben ist. Um ihren funktionellen »Mindestkern« wurde der für den Einsatz in einer Kassettenhülle günstige größere Rahmen gezogen. Man kann also wählen, ob man dieser Einbauempfehlung folgt oder ob eine besonders kleine Leiterplatte gebraucht wird. Eine 3. Möglichkeit besteht in »Freiluftverdrahtung«, für die aber Übung vorauszusetzen ist. Beispielsweise in *Cenusil* eingebettet, kann ein solches Gebilde auf kleinem Raum untergebracht werden. Die Leiterplatte wurde übrigens in der nun schon mehrmals für Baupläne genutzten »SMT«-Art ausgeführt, muß also nicht gebohrt werden. Allerdings hat man die noch überwiegend mit Drahtanschlüssen versehenen Bauelemente entsprechend anzupassen, im wesentlichen also gemäß Lageplan vorzuformen. Die Schaltkreisanschlüsse werden vorsichtig nach außen abgewinkelt und eventuell etwas gekürzt. Löten sollte man mit einer sauberen, relativ schlanken Lötkolbenspitze eines 16- bis 20-W-Kolbens.

2.2. Gefahrenstellen-Automatik

Geht man wiederum von der Modellaufgabe aus, die jeder Bauplanleser lösen kann, so bietet Bild 8 den Grundgedanken einer fast ruhestromfreien Warnblinkeinrichtung. Sie wird vom Tageslicht gesperrt und beginnt am Abend zu blinken. Um auch dabei noch Energie zu sparen, wird die Hellzeit der Blinkperiode durch die gegenüber der Ladezeit über R1 wesentlich kleinere Entladezeit über R2 parallel zu R1 klein gehalten.

Die Grundschaltung besteht aus 1/4 eines Trigger-NAND-Schaltkreises *V 4093 D*. Im vorliegenden Bauplan wird von diesem Typ noch weiterer Gebrauch gemacht. *Schmitt*-Trigger-Eingänge sind besonders für die intern hochverstärkende gepufferte CMOS-Reihe die einzig brauchbare Möglichkeit, mit langsamen Pegeländerungen am Eingang ohne interne Probleme (Schwingen im Übergangsbereich, hohe Querströme, Funkstörungen bei längeren Leitungen) fertig zu werden. Allerdings ist die Stromaufnahme in der Nähe der Triggerschwellen auch nicht mehr so extrem niedrig wie bei sauberen L- oder H-Werten. Die Triggerschwellen liegen bei rund 30 und 70% der Betriebsspannung, allerdings mit großen Exemplarstreuungen. Solange also die Eingangsspannung nicht 70% der Betriebsspannung erreicht hat, bleibt der Ausgang des *4093*-Elements auf H, was bei kleiner Belastung nahezu Betriebsspannung bedeutet. Bei Erreichen der oberen Triggerschwelle schaltet der Ausgang auf L. Er bleibt dort, bis die Eingangsspannung den Hysteresebereich bis etwa 30% der Betriebsspannung durchlaufen hat. Auf diese Weise läßt sich – weil der Ausgang jeweils »invertierend« zum Eingang reagiert – dieser beliebte, extrem sparsame Invertergenerator realisieren. Seine Periodendauer ergibt sich in etwa aus dem Produkt von R und C. Bei R in MΩ und C in μF erhält man also die Zeit in Sekunden. Da in der Schaltung nach Bild 8 jedoch ein Widerstand nur für die Aufladung, ein wesentlich kleinerer dagegen für die Entladung zuständig ist, kann man grob, aber für Blinkzwecke ausreichend, mit R1C1/2 für die Auflade- und mit R2C1/2 für die Entladezeit rechnen, wenn R2≪R1.

Bis jetzt wurde lediglich der Generator-»Kern« betrachtet. Bild 8 enthält jedoch noch 2 wesentliche Einzelheiten. Zum einen unterscheidet sich die Ausgangs-Ergiebigkeit des *V 4093 D* bezüglich Strom erheblich von der des *B 555 D*. Je nach Betriebsspannung kann man nur mit Strömen in der Größenordnung von 1 mA rechnen. Anderenfalls bleibt der größte Teil der Betriebsspannung über dem Innenwiderstand, sowohl in H- wie in L-Richtung. Der Transistor entlastet den Ausgang entsprechend seiner Stromverstärkung. Als pnp-Typ braucht er in der Darstellung nach Bild 8 L am Eingang, um zu leiten. Darum ist die schnelle Entladung in der gezeigten Weise vorgesehen. Die Leitphase des Transistors bleibt dadurch klein gegenüber der von R1 und C1 bestimmten Sperrphase.

Eine Dauersperrung erzielt man mit L am 2. Eingang. Dann wird der Ausgang auf Grund des NAND-Charakters dauernd auf H gehalten. Eine solche Sperrung läßt sich z. B. mit einem beleuchteten Fotowiderstand an diesem Eingang erreichen. Solange der durch den Lichteinfall verursachte niedrige Widerstandswert am Spannungsteiler mit R3 eine Eingangsspannung ergibt, die unter der oberen Triggerschwelle liegt, solange bleibt die Schaltung inaktiv. Es fließt neben den meist verschwindend geringen Leckströmen im unteren Mikroamperebereich nur der Teilerwiderstandsstrom. Es ist eine Frage der Grenzhelligkeit, wie hochohmig man den Teiler auslegen kann. Sollen kleine Stromaufnahme und relativ frühzeitiges Ansprechen in Einklang gebracht werden, gelingt das meist durch entsprechende Plazierung des Fotowiderstands unter genau bekannten Umgebungsbedingungen. Unter Umständen empfiehlt sich eine Papierabdeckung zum Erhöhen des Widerstandswerts in diesem Grenzbereich. Objektiviert wird eine solche Adaption, wenn man den Fotowiderstandswert für die gewünschten Schaltungsbedingungen mit einem Ohmmeter mißt.

Für viele Markierungsaufgaben reicht bereits die Schaltung nach Bild 8 aus. Das heißt, 3 Triggerelemente bleiben unbenutzt. Sie müssen mit ihren Eingängen an Masse oder Plus gelegt werden, sonst kann von kleiner Stromaufnahme im Ruhezustand keine Rede mehr sein.

Mindestens ein 2. Element wird man einsetzen, zusammen mit einem weiteren Transistor, wenn wieder eine Markierungsboje gewünscht ist. Gemäß Bild 9 entsteht ein vom 1. Generator geführter Wechselblinker. Meist werden dann gleich lange Blinkzeiten sinnvoll sein, denn nun fließt ja Strom mindestens dann ständig, wenn es dunkel ist. Daher genügt jetzt 1 Widerstand im Generatorzweig.

Man könnte allerdings einen solchen Wechselblinker auch bereits in der Art nach Bild 10 zustande bringen, wenn keine Unterbrechungssteuerung vorgesehen ist, der Blinker also ständig arbeiten soll. Das spart einen Transistor. Die Lösung nach Bild 10 funktioniert, wenn die Summe aus Flußspannung der Leuchtdiode im Kollektorkreis des Transistors und seine Sättigungsspannung kleiner ist als die Flußspannung der parallelliegenden Leuchtdiode. Die Kombination von (roter) *VQA 13* und (grüner) *VQA 23* oder (gelber) *VQA 33* bietet diese Bedingungen bereits. Bei Leuchtdioden gleicher Flußspannung hilft eine 1-A-Diode, bei der

unter den vorliegenden Bedingungen mit weniger als 0,5 V Flußspannung gerechnet werden kann. Die Diode vor der Basis senkt bei dieser für den Schaltkreisausgang weniger günstigen Schaltung die bei L dort noch auftretende Spannung.

Mit 1 × *V 4093 D* könnte man also auf diese Weise bis zu 4 unabhängig voneinander arbeitende Generatoren realisieren oder 2 »Master-Slave«-Anordnungen im Sinne von Bild 9. Die Leiterplatte nach Bild 11 ist für die letztgenannte Art gedacht. Beide bedeuten eine Dauerbelastung der Spannungsquelle, wenn sie arbeiten.

Bisweilen soll jedoch eine solche Markierungsboje eben aus Spargründen beidseitig nur schmale Impulse liefern, die aber miteinander synchron laufen. Dazu gibt Bild 12 einen Experimentiervorschlag. Der Kondensator des »Slave« erhält in der H-Phase des »Masters« eine Ladung, die den »Slave« erst gegen Ende der H-Zeit einschaltet. Kurz darauf geht auch der Masterausgang auf L, und seine LED leuchtet auf. Dabei wird der unverzögert mit dem Ausgang des Masters gekoppelte 2. Eingang des Slave auf L gezogen und beendet die Leuchtphase des Slaves. Nun entlädt sich über die Diode auch der Slave-Kondensator wieder in den Ausgang des Masters hinein.

Der Aufladevorgang bis zur oberen Triggerschwelle des Slaves darf natürlich nicht länger sein als die H-Zeit des Masters, sonst leuchtet die Slave-LED gar nicht auf. In dieser Form entsteht eine Art Doppelimpuls. Mit einer weiteren Verzögerungsschaltung könnte man aber auch erreichen, daß zwischen beiden Lichtblitzen eine Pause eingefügt wird.

Eine ganz andere Lösung der Aufgabe stammt aus der Transistorzeit. Werden ein lichtempfindliches Bauelement am Eingang und ein lichtsendendes am Ausgang der Transistorschaltung nach Bild 13 optisch gekoppelt, ergibt das in Verbindung mit C1 ebenfalls einen automatischen Warnblinker. Von den zahlreichen Lösungen für diesen galvanisch, also direkt gekoppelten Verstärker mit kapazitiver Rückführung zeigt Bild 13 eine Minimalvariante. Fotowiderstand und Leuchtdiode müssen relativ dicht zueinander angeordnet werden, damit Blinken statt Dauerlicht erreicht wird. Bei zu enger Kopplung ergibt sich allerdings eine zu hohe Frequenz. Auch der Strahlungsöffnungswinkel der Leuchtdiode bestimmt die Relativlage. Die Schaltung beginnt erst dann zu blinken, wenn der Fotowiderstand infolge sinkender Außenhelligkeit einen Wert angenommen hat, der sich wie folgt errechnet: Der Grenzwert der Basis-Emitter-Spannung für V1 sei U_{BE1min}. Bei dieser Spannung ist die Kollektor-Emitter-Spannung von V1 gerade so groß geworden, daß V2 ausreichend Öffnungsspannung erhält. Sie muß größer sein als $U_{BE2min} + U_{FH1}$. Der Strom durch R4, bisher als Kollektorstrom von V1 abgeleitet, steht nun als Basisstrom für V2 zur Verfügung. Mit etwa 100 μA ist er für diesen Zweck groß genug. (Infolge des Potentialunterschieds zwischen wenigen Millivolt bei leitendem V1 und etwa 2,4 V bei gesperrtem V1 ist der Ruhestrom durch R4 größer als der jetzt fließende Strom.) Die Kollektorspannung von V2 sinkt unter diesen Bedingungen nicht tiefer als $U_{CE2sat} + U_{FH1}$. Das bedeutet einen Hub von etwa 2 V.

Der Kondensator zwischen R1 und R5 hat bei heller Umgebung zunächst praktisch keine Ladung, denn R1 weist in diesem Fall einen gegen R2 sehr kleinen Wert auf, und V2 ist gesperrt. Bei einsetzender Dämmerung (um so später, je kleiner man R2 wählt) beginnt, wie bereits beschrieben, V1 zu sperren, und V2 wird leitend.

Das Potential an C1 ändert sich dadurch aus 2 Gründen: R1 nimmt im Wert in dem Maß zu, in dem sich die Helligkeit verringert. C1 wird also vom vorerst noch etwa auf U_S liegenden Kollektor von V2 her geladen. Der Ladestrom führt zunächst dazu, daß V1 trotz erhöhten R1-Werts noch geöffnet bleibt. Ist C1 auf etwa 2 V aufgeladen, stehen am Teiler R2, R3 jedoch nur noch 2,5 V (Batterie-Nennspannung vorausgesetzt). Unter den Bedingungen entsprechend Bild 13 sperrt V1 dadurch vollständig. Das heißt aber, daß sich C1 nicht weiter aufladen kann. Gleichzeitig leuchtet jedoch H1 auf und beleuchtet damit auch R1. Sein Wert geht aus diesem Grund wieder drastisch zurück. Damit steigt das Potential am Verbindungspunkt von R1 mit R2, und V1 wird wieder geöffnet. Das läßt jedoch die Leuchtdiode verlöschen. Zwischen dem Augenblick, in dem R1 Licht von H1 erhält, und ihrem Verlöschen wird C1 umgeladen: Ein Strom von R1 her in Richtung Kollektor V2 lädt C1 unter den vorliegenden Verhältnissen auf eine geringfügig negative Spannung von etwa −0,7 V, was Elektrolytkondensatoren noch zugemutet werden kann. Die mit einem entsprechend klein gewählten C1 gut oszillografierbare Kondensatorspannung im Schwingbetrieb wurde in Bild 13 eingetragen. Das Bild enthält auch charakteristische Spannungswerte, die sich beim Testbetrieb an einer Spannungsquelle mit U_S = 4,95 V ergaben. Interessant ist die Erfahrung, daß die Leuchtdiode im Ausgangskreis je nach Umgebungshelligkeit durchaus einige hundert Millivolt Fotospannung liefern kann. Allerdings hat diese »Lichtspannungsquelle« einen extrem hohen Innenwiderstand.

Der Blinker kann ziemlich klein aufgebaut werden, entweder auf einer SMT-Leiterplatte nach Bild 14 oder auch wieder frei verdrahtet. Doch in diesem Fall ist die Leiterplatte vorzuziehen, denn sie gestattet eine dauerhafte Zuordnung von Leuchtdiode und Fotowiderstand, wie im Bestückungsplan zu Bild 14 skizziert. Selbstverständlich kann auch diese Leiterplatte wieder auf die Innenabmessungen einer Kassettenhülle vergrößert werden. Die dann in der Einheit verfügbare Batterie wird tagsüber mit nur etwa 250 μA belastet. Unter den vorgegebenen Schaltungsbedingungen fließen im Blinkbetrieb etwa 14 mA als Durchschnittswert.

2.3. Lauflicht mit CMOS-IS

Lauflicht ist ein weiter Begriff. Man kann – je nach Anordnung der Leuchtelemente – beispielsweise eine Wegrichtung im Dunklen markieren oder ein Leuchtornament zu dekorativen Zwecken gewinnen. Schon das folgende einfache Ausführungsbeispiel eignet sich für beide Zwecke.

Um eine Richtung anzuzeigen, könnte man trivial einen Behälter beispielsweise mit einer pfeilförmig ausgeschnittenen Öffnung versehen, diese diffus-lichtdurchlässig abdecken (z. B. mit Transparentpapier) und dahinter Lämpchen anbringen. Ihre Energiezufuhr könnte getaktet werden. Als Taktgenerator würde sich eine der schon vorgestellten Schaltungen eignen. Sogar eine Kassettenhülle würde sich, wenn Leuchtdioden genügen, dafür wieder eignen. Sparsamer, interessanter und bisweilen auch optisch wirkungsvoller ist es, eine Gruppe von Leuchtdioden nach einem fest verdrahteten Programm so zu takten, daß ein Bewegungseffekt zustande kommt. Ergänzt man die dazu nötige Schaltung mit einem Fotowiderstand, so liegt wiederum eine Automatik vor, die nur nachts aktiv ist – solange die Batterie reicht. Bei Einsatz von CMOS-Schaltkreisen gelangt man zu einer tagsüber nahezu ruhestromfreien Lösung, abhängig von der Auslegung des lichtempfindlichen Eingangsteils.

Im Minimum kommt man mit 1 × *V 4093 D* aus. »Sauberer« wird es bezüglich Pegelverhältnissen und Belastung durch Puffern mit Transistoren oder mit einem weiteren CMOS-Schaltkreis. Dafür eignen sich der nichtinvertierende *V 4050 D* und der invertierende *V 40098 D*, die jeweils 6 solcher Pufferstufen enthalten.

Für die Minimalschaltung zeigt Bild 15 einen Lösungsvorschlag. Diese Vorgabe sollte nicht allzusehr verändert werden, besonders bezüglich der Betriebsspannung. Sonst könnte der Schaltkreis überlastet werden. Unterhalb von 5 bis 6 V besteht dafür jedoch keine Gefahr. Die oberen Eingänge der 3 an der eigentlichen LED-Steuerung beteiligten Triggerelemente erhalten L-Pegel, solange auf den Fotowiderstand am Eingang des 4. Elements genügend Licht fällt. Daher führen diese Triggerelemente in diesem Ruhezustand H, und keine LED leuchtet. Unterschreitet der Pegel am Eingang des 4. Triggers die untere Triggerschwelle, weil es entsprechend dunkel geworden ist, werden die anderen 3 Trigger mit H an den oberen Ein-

gängen freigegeben. Der bis dahin an den Ausgängen vorhandene H-Pegel hat alle Eingangskondensatoren aufgeladen, so daß auch die unteren Eingänge H-Pegel führen. Daher schalten bei Freigabe alle 3 Ausgänge auf L. Die in dieser Schaltung zwischen Plus und Ausgang angeordneten Leuchtdioden erhalten Strom und leuchten auf. Bei zu klein gewähltem Vorwiderstand bleibt aber auch bei nominell L am Ausgang eine nicht mehr zu vernachlässigende Restspannung als Produkt aus Diodenstrom und L-Ausgangswiderstand bei der gegebenen Betriebsspannung (je höher diese, um so kleiner der Widerstand). Der im folgenden beschriebene Mechanismus kann aber nur funktionieren, solange diese Restspannung noch deutlich unter der unteren Triggerschwelle des folgenden Triggers bleibt. Für saubere Verhältnisse sollte man im Bereich einiger hundert Millivolt bleiben. Schon der dafür zulässige Strom ergibt aber für die angeschlossenen Leuchtdioden akzeptable Helligkeitseindrücke.

Eine weitere Verbesserung – sofern die Betriebsspannung nicht allzusehr schwankt – besteht darin, den Vorwiderstand zu verringern und 2 LED in Serie zu schalten. Das legt die Verwendung des Typs *VQA 13* nahe, alle anderen Diodentypen haben bekanntlich deutlich höhere Flußspannungswerte. Die LED-Serienschaltung führt zur Verdopplung der verfügbaren Leuchtpunkte und damit zu größerer Vielfalt in der Gestaltung. Für eine solche Schaltungsoptimierung sollte man aber unbedingt einen Spannungsmesser zu Hilfe nehmen, denn der Ausgangswiderstand als unsichtbare Komponente hat ja nun einen noch größeren Einfluß auf den Gesamtstrom, verglichen mit dem sichtbaren Vorwiderstand. 330 Ω erwiesen sich bei einer mittleren Betriebsspannung von 5V als ein günstiger Wert bei Serienschaltung von 2 *VQA 13*. Am Muster wurden dabei 0,35V Ausgangs-L-Spannung gemessen, und die gesamte Anordnung lag im Strombedarf unter 14mA. Bis zu 1,5kΩ bei im Dunklen noch ausreichender LED-Helligkeit konnte der Vorwiderstand bei Verwendung von nur jeweils 1 Leuchtdiode erhöht werden, wobei der Gesamtstrom auf 4mA sank, während die Ausgangs-L-Spannung immer noch einen Wert von 0,2V zeigte. Die Stromaufnahme bezieht sich übrigens auf die 2 im eingeschwungenen Zustand jeweils gleichzeitig leuchtenden Dioden.

Doch zurück zum Funktionsablauf. Zu Beginn der Aktivzeit liegen also alle Ausgänge auf L. Daher beginnen sich jetzt die Kondensatoren in den Ausgang jeweils links von ihnen hinein zu entladen, bis die untere Triggerschwelle des zugeordneten Eingangs erreicht ist. Der entsprechende Ausgang schaltet auf H und lädt nun den nächsten Kondensator wieder auf. Im eingeschwungenen Zustand leuchten damit, wie schon erwähnt, jeweils 2 der 3 Dioden bzw. Diodenpaare. Auf Grund der ungeraden Anzahl dieser in Serie geschalteten Invertergeneratoren kommt ein stabiles Programm zustande. Ordnet man die Leuchtdioden entsprechend an, so leuchten also 2mal 2 nebeneinanderliegende Dioden und beim 3. Zyklustakt die 1. und die 3. auf. Zwischen diesen Schritten leuchtet jeweils nur 1 Diode!

Es empfiehlt sich, die optische Wirkung an der praktisch aufgebauten Schaltung selbst zu beobachten und daraus die jeweils günstigste Anordnung für einen bestimmten Zweck abzuleiten. Die Serienschaltung von je 2 LED ist also meist der einfachen Bestückung vorzuziehen. Bild 15 enthält 2 Vorschläge dazu. Der »lineare« kommt für Richtungsmarkierungen in Frage, die kreisförmige Anordnung kann als Leuchtornament benutzt werden. Einer Erweiterung durch mehrfachen Aufbau der Schaltung steht nur die Batteriekapazität im Wege, es sei denn, man stellt auf Netzbetrieb aus einem Transformator-Netzteil um (siehe dazu Bauplan 67, »Rund um die Spannungsquelle«).

Da in der Minimalschaltung nicht enthalten, kurz noch einige Hinweise für den Einsatz von CMOS-Puffern. Der *V 4050 D* kann mit seinen Eingängen direkt an die Ausgänge des *V 4093 D* gelegt werden und bildet gewissermaßen nur eine Entkopplung zwischen Last und Taktschaltung. Dadurch ergeben sich wieder nahezu 0 V für den L-Wert innerhalb der Taktschaltung. Ausgangsseitig bleibt die Zuordnung, so daß die Leuchtdioden ebenfalls wieder von Plus aus an die Ausgänge dieser Pufferstufen zu schalten sind. Die von der Struktur aus

schon höhere Stromergiebigkeit des *V 4050 D* kann bei Elementen auf dem gleichen Chip noch durch ein- und ausgangsseitiges Parallelschalten von jeweils 2 Elementen erhöht werden. Das eröffnet weitere Möglichkeiten. Bei all diesen Anwendungen jedoch immer an die Leistungsgrenzen denken; 100mW je Ausgang und in der Summe nicht mehr als 300mW je Schaltkreis gelten als obere Grenzen.

Steht der invertierende *V 40098 D* zur Verfügung, muß zunächst die zusätzliche Beschaltungsmöglichkeit der Freigabeeingänge beachtet werden. Sie wirken auf 2 bzw. 4 Ausgänge und schalten die Ausgänge zwischen hochohmig und aktiv um. Für reinen Pufferbetrieb legt man sie an Masse, kann sie aber auch z. B. mit einem weiteren Takt steuern. Weiterhin kehren sich die LED-Anschlußbedingungen um, sofern die übrige Schaltung nicht verändert wird: Man muß sie jetzt zwischen Ausgang und Masse anordnen.

Bisher war das 4. Triggerelement des *V 4093 D* zur Lichtsteuerung eingesetzt worden. Sofern man Fotowiderstand und Festwiderstand am Eingang dieses Elements in ihrer Lage vertauscht, wird die Einrichtung aktiv, wenn genügend Licht einfällt. Das ist aber wohl seltener von Bedeutung als etwa die Möglichkeit, statt des Fotowiderstands einen möglichst hochohmigen Heißleiter einzusetzen, der dann bei entsprechend hoher Temperatur (Anordnung im unteren Zweig) oder bei entsprechend starker Abkühlung (Einsatz im oberen Zweig) die Leuchtdioden aktiviert. Solche zusätzlichen Steuermöglichkeiten waren bereits in Bild 8 angedeutet worden. Sie erfordern alle (also auch der Fotowiderstand) eine sorgfältige Anpassung des Spannungsteilerbereichs an die gewünschten Bedingungen, bei denen die entsprechende Triggerschwelle erreicht werden soll. Auch dazu wird man kaum um etwas Messen herumkommen, allerdings nur mit einem entsprechend hochohmigen Digital- oder Analogvoltmeter. Anderenfalls bleibt nur zeitaufwendigeres Probieren. Als Richtwert mag gelten, daß der Maximalwert des sinnvollerweise (mindestens in der Abgleichphase) als Stellwiderstand auszulegenden »umweltunabhängigen« Widerstands im Spannungsteiler etwa doppelt so groß sein soll wie der bei den gewünschten Ansprechbedingungen gegebene Wert des licht- oder temperaturabhängigen Widerstands.

Alle diese Betrachtungen gelten auch, wenn im Sinne von Bild 16 der auf die Umwelt reagierende Teiler nicht am Eingang eines getrennten Triggers liegt, sondern die »Freigabeeingänge« der takterzeugenden Triggereingänge direkt ansteuert. Ein bei Dunkelheit aktiver Generator erfordert jetzt den Fotowiderstand im unteren statt im oberen Teilerzweig. Das 4. Triggerelement wird dadurch frei. Man kann es aber aus bereits angedeutetem Grund nun nicht einfach als 4. und damit geradzahliges Element in die Kette einbeziehen. Dann würde das Wechselspiel der Leuchtdioden nicht lange dauern. Eine andere interessante Möglichkeit bietet sich jedoch darin, mit diesem Element einen relativ langsamen Generator zu realisieren und mit ihm periodisch eine Pause in die Abläufe einzublenden. In der Schaltung nach Bild 16 entlädt dieser Generator periodisch die Kondensatoren (wenn auch nur bis zur von den Diodenflußspannungen bestimmten Schwelle) und setzt damit gewissermaßen die Einrichtung definiert zurück. Dadurch verlöschen kurzzeitig alle Leuchtdioden. Das ist also eine Möglichkeit, noch etwas Energie zu sparen.

2.4. Bewegter Richtungszeiger mit *A 277 D*

Sofern der Einsatz optischer Spielereien oder auch Signaleinrichtungen auf Orte mit Netzanschluß begrenzt bleibt, muß man auf kleine Stromaufnahme weniger Wert legen. Das Ausstatten solcher Objekte mit automatischen Dämmerungsschaltern beschränkt sich dann auf spezielle, beabsichtigte Wirkungen.

Die robuste Bipolartechnik bietet für solche Situation noch immer gute Voraussetzun-

gen. So lohnt es, den bewährten *A 277 D* wieder auszugraben. Aus seinen Randbedingungen kann eine günstige Kombination z. B. mit dem *B 555 D* abgeleitet werden, die gern eingesetzt wird. Bild 17 informiert über das Prinzip. In diesem Zusammenhang sollen die wichtigsten Einsatzvorgaben zum *A 277 D* kurz wiederholt werden (siehe auch »Elektronik für Wohnen und Spiel«, Militärverlag der DDR, 2. Auflage 1987):

Der Betriebsspannungsbereich des *A 277 D* ist relativ groß. Bis zu 18 V verträgt er zerstörungsfrei, ab 5,5 V arbeitet er. Ohne Anzeigen nimmt er dabei zwischen weniger als 5 und höchstens 10 mA auf. Die für 12 Leuchtdioden vorgesehenen Anschlüsse wirken als »Stromsenken«. Die Dioden sind daher von Plus an diese Anschlüsse zu legen. Der Strom von sonst – spannungsabhängig – etwa 10 mA kann über Anschluß 2 beeinflußt werden. Mit einem auch von der Außenhelligkeit steuerbaren Widerstand (z. B. Fototransistor, Fotowiderstand) von Plus nach Anschluß 2 und einem Stellwiderstand von 100 kΩ gegen Masse läßt sich ein Bereich von nahezu 0 bis 20 mA überstreichen. Für extreme Umgebungshelligkeitsunterschiede ist dieser kleine Zusatzaufwand also angemessen.

Je nachdem, welchen Wert eine an Anschluß 17 angelegte Steuerspannung gegenüber den Referenzanschlüssen 16 (U_{min}) und 3 (U_{max}) hat, leuchtet eine der angeschlossenen Dioden, wenn diese alle von Plus zu den Anschlüssen 15 bis 4 angeschlossen sind (Punktbetrieb). Die an Anschluß 15 leuchtet bei der kleinsten, die an 4 bei der größten Steuerspannung. Oberhalb 6,2 V Spannung an Steuer- und Referenzanschlüssen reagiert der *A 277 D* nicht mehr, wird aber nicht zerstört (solange diese Spannung unter der Betriebsspannung bleibt). Die Formel für Punktbetrieb lautet

$$n = \mathrm{Int}[13(U_{st} - U_{min})/(U_{max} - U_{min})];$$

im Übergangsbereich leuchten jeweils 2 Dioden. Die Übergänge werden härter, wenn man den vollen Hub bis U_{max} = 6,2 V ausnutzt. Im Bandbetrieb liegt die 1. Diode wieder zwischen Plus und 15, die 3 folgenden schließen sich aber an sie an: von 15 nach 14, von 14 nach 13, von 13 nach 12. Dann kommt die nächste Vierergruppe: von Plus nach 11, von 11 nach 10 usw., und die 3.: von Plus nach 7 usw. Das braucht entsprechend mehr Betriebsspannung. Die Diodenflußspannung zwischen 15 und 14 stellt die Erkennungsspannung für Bandbetrieb dar. Diese Stelle ist auch bei Punktbetrieb wichtig. Während bei Bandbetrieb Dioden durch Drahtbrücken »ausgeblendet« werden können (außer 15 nach 14!), darf man beim Punktbetrieb in Spezialanwendungen Dioden weglassen oder eine Diode an mehrere zusammengeschaltete Ausgänge legen. Aber: Stets muß Anschluß 14 bei solchem »Spar-Punkt-Betrieb« über z. B. 10 kΩ an Plus gelegt werden, sonst reagieren die Ausgänge 12 und 8 bei entsprechend hoher Steuerspannung wie bei Bandbetrieb, d. h., sie schalten bei wachsender Steuerspannung nicht wieder ab.

Nachzutragen bleibt, daß die Eingangsströme höchstens im unteren Mikroamperebereich liegen und daß sich das Stabilisieren der Referenzspannungen erübrigt, wenn die Steuerspannung in gleicher Weise von der Betriebsspannung geführt wird wie diese.

An diesen letzten Hinweis knüpft die Schaltung in Bild 17 an. Außerdem berücksichtigt sie die Abhängigkeit der nötigen Betriebsspannung von der Zahl der Leuchtdioden im Bandbetrieb.

Zum Verständnis dieser Schaltung betrachte man nochmals die in Abschnitt 2.1. aufgeführten Gleichungen zum *B 555 D*. Danach ist die L-Zeit des Ausgangs vom Entladewiderstand zwischen dem Anschluß 7 (OD, D wie discharge, entladen) und dem Taktkondensator abhängig, die H-Zeit jedoch von der Summe aus diesem Widerstand und dem zwischen Plus und 7. Beide zusammen bilden ja den Ladewiderstand. Weiterhin erinnere man sich des Funktionsprinzips für den *B 555 D* im astabilen Modus: Im eingeschwungenen Zustand lädt sich C von $U_S/3$ bis $2U_S/3$ und wird danach, wenn die Ausgänge 3 und 7 bei Erreichen der oberen Schwelle auf L umschalten, wieder bis $U_S/3$ entladen. An diesem Punkt gehen die Ausgänge

wieder auf H. Maximal knapp 50% der Periode kann also die Entladezeit sein, wenn R1 im Verhältnis zu R2 klein gehalten wird. Noch längere relative Entlade-, also kürzere Aufladezeiten erreicht man mit einer Diode über R2 in Richtung auf C, besonders bei höherer Betriebsspannung. Umgekehrt wird die Entladezeit kurz, wenn R1 groß und R2 klein gewählt werden. Insgesamt gibt es also einen großen Spielraum für dieses Verhältnis. Der letztgenannte Fall erscheint für den angestrebten Zweck günstig.

Aus der Innenschaltung des *B 555 D* ergibt sich, daß am Anschluß für die Kontrollspannung (OK) der von der Betriebsspannung geführte Wert $2U_S/3$ zur Verfügung steht, von Exemplarstreuungen abgesehen. Bei 9 V Betriebsspannung bietet also OK 6 V an. Das ist ziemlich genau der oberste brauchbare Wert der Referenzspannung (U3) des *A 277 D*. Da nun die Eingangsspannung am Steueranschluß dieses Schaltkreises (U17) sinnvollerweise nur zwischen den an den Referenzspannungsanschlüssen liegenden Bezugsspannungen bleiben soll, wird die untere Referenzspannung (U3) entsprechend mit einem Spannungsteiler eingestellt. Sein Gesamtwiderstand muß groß gegen den Innenwiderstand von OK bleiben. Mit 2×33 kΩ wird diese Bedingung erfüllt, ohne daß der Strom aus Anschluß 3 (der Basisstrom einer pnp-*Darlington*-Kombination, auch im Extremfall nur 2 µA) das merklich beeinflußt.

Höhere Spannungen am *B 555 D* (bis zur 15-V-Grenze) sind zulässig, wenn die eingezeichnete Z-Diode benutzt wird. Durch diesen Trick bleiben Steuer- und Referenzspannung am *A 277 D* im Sollbereich. Mehr als 9 V sind nämlich erforderlich, wenn der *A 277 D* im Bandbetrieb nicht durchweg mit *VQA 13* oder *VQA 15* bestückt wird, sondern mit anderen LED-Typen höherer Flußspannung.

Die Steuerspannung der Schaltung nach Bild 17 wird am Taktkondensator C des *B 555 D* entnommen. Bild 18 verdeutlicht nochmals die Zusammenhänge zwischen R1, R2 und dem Spannungsverlauf an C. Bei dem vorgesehenen Einsatz als Richtungszeiger mit in Zeigerrichtung wachsender Lichtsäule (also Bandbetriebbeschaltung) wird man die Entladezeit relativ zur Ladezeit nicht unnötig groß wählen, also $R2 \ll R1$. Die Zeit für den Pfeilaufbau wird nach oben begrenzt durch die im »worst-case«-Fall möglichen 2 µA aus Anschluß 17 heraus, die ja zur Kondensatorladung beitragen. Es gibt 2 gegensätzliche Möglichkeiten, das zu berücksichtigen: Entweder ist dieser Strom – wie oft gegeben – in der Realität um 1 oder gar 2 Größenordnungen niedriger. Dann ergibt sich für den Ladewiderstand (R1 + R2) ein relativ großer Spielraum. Oder er liegt tatsächlich bei 1 oder 2 µA (man muß das selbstverständlich dann auch messen können), dann läßt er sich sogar als Ladestrom verwenden, wenn der Kondensator an die gewünschte Taktzeit angepaßt wird. Allerdings ist das ein nicht unbedingt günstiges Verfahren, da dieser Strom ja auch temperaturabhängig sein dürfte.

Unter der idealisierenden Voraussetzung, dieser Strom sei in jeder Hinsicht konstant, ergibt sich die Ladezeit für eine solche Konstantstromladung aus der bekannten Ladungsgleichung $U_C = I.t/C$ oder $t = CU_C/I$. Mit 1 µA und 1 µF wird die Spannungsdifferenz also in etwa 3 s nahezu im linearen Zusammenhang von U und I durchlaufen. Bei Ladung über Widerstand ist die Kurve dagegen eine e-Funktion. Jedenfalls ist die Größenordnung von 3 s gar kein so schlechter Wert für die angestrebte Wirkung. Kapazitäten von 1 µF stehen als nahezu reststromfreie Kunstfoliekondensatoren zur Verfügung. Übliche Elektrolytkondensatoren können dagegen ja bereits Leckströme im Mikroamperebereich aufweisen.

Um mindestens 1 Größenordnung günstiger liegen die Eingangsströme beim *B 555 D*. Trigger- wie Schwellstrom (also die Eingangsströme von Anschluß 2 und Anschluß 6) haben typische Werte um 100 nA und stören damit die Betrachtungen kaum. Insgesamt bietet sich ein maximaler Ladewiderstand im Bereich von 1 MΩ an, und die Zeit kann mit MKL- bzw. MKT-Typen zwischen 1 und 4,7 µF auf den gewünschten Wert hin eingestellt werden, solange es die Leiterplatte faßt.

Im Grund ist der *B 555 D* in dieser Anwendung noch etwas »unterfordert«. Er stellt die Referenzspannungen zur Verfügung, und er liefert die Sägezahnspannung für den Aufbau des Leuchtbalkens von maximal 12 LED. Für den Spezialfall Richtungspfeil bietet sich die Nutzung auch seines Leistungsausgangs an. Dazu gibt Bild 19 eine Empfehlung. Während der Ladezeit, in der Ausgang O auf H liegt, werden einige in Form einer Pfeilspitze angeordnete Leuchtdioden eingeschaltet (Bild 20). Rechteckdioden wirken dabei wohl am günstigsten. Ihre gegenüber *VQA 13 (VQA 15)* höhere Flußspannung bringt an dieser Stelle keine Probleme bezüglich der Mindestbetriebsspannung. Zu dieser Spitze hin baut sich der Pfeilschaft auf. Hat er die Spitze erreicht, verlischt das Ganze für die Entladezeitdauer. Der Schaft kann durch Weglassen der jeweils letzten und gegebenenfalls vorletzten LED innerhalb jeder Gruppe aufgelockert bzw. bei dem angepaßter Leiterplatten verkürzt werden. Gemäß Überschlagsrechnung (Summe der Flußspannungen im Block plus etwa 2,5 V darf U_S nicht überschreiten) gestattet diese Maßnahme auch den Einsatz anderer LED-Typen und damit auch Farben bei weiterhin nur etwa 9 V Betriebsspannung. Diese Spannung läßt sich nämlich bei der vorliegenden geringen Belastung noch aus einem Klingeltransformator von 6 V Nennwert der Sekundärspannung in Verbindung mit einem *B 3170 V* gewinnen. Bauplan 67 enthält dazu alle erforderlichen Informationen. Trotz Brückengleichrichters beträgt die Leerlauf-Gleichspannung am Ladekondensator fast 12 V! Bild 21 reicht die konkrete Dimensionierung für den vorliegenden Fall nach; die Leiterplatte ist bereits in Bauplan 67 enthalten und steht als ätzfeste *typofix*-Folie zur Verfügung.

Übrigens braucht man am *A 277 D* keine LED-Vorwiderstände, denn dieser Schaltkreis begrenzt den LED-Strom auf Werte zwischen 10 und 20 mA, abhängig von der Betriebsspannung (Bild 22). Wird die Spannung an Anschluß 2 durch einen äußeren Widerstand abgesenkt, was einem Erhöhen des Basisstroms für den internen pnp-Steuertransistor gleichkommt, verringert sich der verfügbare LED-Strom (Bild 23). Das wird umgekehrt bekanntlich auch zur Helligkeitssteuerung ausgenutzt (Bild 24): Je mehr Licht auf den Fototransistor fällt, um so heller die Anzeige.

Die von nur 3 LED gebildete Pfeilspitze wirkt in manchen Fällen vielleicht etwas »mager«. Es gibt wenigstens 2 Möglichkeiten, das mit 3 weiteren LED zu verbessern (bereits in Bild 20 eingetragen): Diese Dioden können direkt aus der Quelle über einen Vorwiderstand gespeist werden und markieren dann die Einrichtung auch während der Dunkelphase. Der *B 555 D* ist jedoch am Ausgang so »ergiebig«, daß man auch diese 2. Gruppe über einen eigenen Widerstand zusätzlich zwischen O und Masse einschleifen kann.

Der Einsatzbereich dieses Objekts muß sich nicht in der bewegten Richtungsanzeige erschöpfen. Eine Leiterplatte, die den *A 277 D* trägt und Anschlußpunkte für eine Pfeilanordnung mit maximal 12 vom *A 277 D* sowie 3 vom *B 555 D* gesteuerten Leuchtdioden trägt, kann vielfältig genutzt werden, eben auch in der Anwendung angepaßten Teilbestückungen. Zu solchen Einsatzmöglichkeiten zählen Aussteueranzeigen und Spannungs- oder Temperaturskalen. An die Leiterplatte nach Bild 25 muß, da sie auch das Regelnetzteil trägt, außen nur noch der Klingeltransformator angeschlossen werden.

Moderne Elektrolytkondensatoren erlauben mit ihrem relativ kleinen Durchmesser wiederum Einbau in eine Kassettenhülle. Die Leiterplatte wird so angeordnet, daß die kurz eingesetzten Leuchtdioden seitlich durch den durchsichtigen Hüllendeckel sichtbar sind. Man kann sie jedoch auch im rechten Winkel abbiegen und die schmale Hüllenkante als Signalseite benutzen. Die erstgenannte Art ist günstiger für die Pfeilanwendung, die letztgenannte wird man bei Temperatur- oder Spannungsskalen bevorzugen. Nach dem Einsatzzweck richtet sich auch die übrige Gestaltung. Man kann z. B. die Leuchtdioden mit einer Transparentabdeckung kaschieren und auf diese noch die Pfeilumrisse zeichnen.

3. Meß-Hilfen

Die Zahl der Anwendungen, in denen Leuchtdioden zur Ausgabe von Informationen eingesetzt werden, ist sicherlich sehr hoch. Im Grund läuft aber vieles immer wieder darauf hinaus, daß das Über- oder Unterschreiten von Grenzwerten zu melden ist. Manche Lösung gewinnt dabei, wenn neben optischen auch akustische Signale ausgegeben werden. Das ist allerdings nicht Thema dieses Bauplans.

3.1. Temperaturindikator

In vielen elektronischen Geräten werden Leistungs-Halbleiterbauelemente oft erheblich beansprucht. Entsprechend stark kann die entstehende Verlustwärme die Temperatur an bestimmten Stellen erhöhen. Bei etwa 125 °C liegt jedoch für die meisten Bauelemente die maximal zulässige Chiptemperatur. Ein Abbild, vermindert durch die Wirkung des thermischen Widerstands bis zu diesem Bereich, ist die Temperatur der meist erforderlichen Kühlflächen oder -körper. Da sich dieser Wärmewiderstand rechnerisch oder über grafische Darstellungen ermitteln läßt, weiß man meist, wie hoch die Temperatur in diesem Bereich werden darf.

Das Mindeste, was man daher an solchen gefährdeten Bauelementen anbringen sollte, ist ein Fühler für eine Grenzwertanzeige. Dabei sind 2 Fälle zu unterscheiden. Im allgemeinen bleibt die Umgebungstemperatur im sogenannten Zimmertemperaturbereich, also zwischen 15 und 35 °C. Meist liegen die tatsächlichen Grenzen sogar wesentlich näher beieinander. Dieses Temperaturniveau reicht als Vergleichsgröße für solche Überwachungsaufgaben aus. Wo es infolge höherer Beanspruchung auf das Erkennen einer höchstzulässigen Temperatur etwas genauer ankommt, sollte die Referenz genügend stabil gehalten werden, am besten mit einer stabilen Bezugsspannung. Doch oft ist eben schon das »Weglaufen« der Temperatur eines Bauteils gegenüber seiner Umgebung ein ausreichendes Indiz für Unregelmäßigkeiten. In solchen Fällen kann man eine extrem einfache Anzeige realisieren.

Bild 26 zeigt eine Anregung dazu. Die Bezugsdiode (am besten die basisseitig mit dem Kollektor verbundene Basis-Emitter-Diode eines Transistors vom gleichen Typ wie der Indikatortransistor) hat bekanntlich eine von der Temperatur abhängige Flußspannung. Allerdings hängt sie auch vom Flußstrom ab. Da dieser Strom zu einer Erwärmung führt, sollte er nicht unnötig groß sein, und das Bauelement wird am besten auf einem kleinen Kühlblech befestigt. So bleibt es in etwa auf Umgebungstemperatur. Den Indikatortransistor ordnet man mit möglichst gutem Wärmekontakt an dem Teil an, dessen Übertemperatur angezeigt werden soll. Das kann ein Leistungstransistor sein oder ein Schaltkreis, aber auch ein Transformator. Kleine Unebenheiten zwischen beiden Oberflächen sollten mit Silikonfett ausgefüllt werden, um die Wärmeleitung der sonst luftgefüllten Hohlräume zu verbessern. In Kühlkörpern läßt sich bisweilen auch eine Bohrung anbringen.

In der einfachen Form nach Bild 26 wird die Anzeige bei Erreichen des kritischen Temperaturbereichs langsam hell werden, denn die für das Steuern der Kollektor-Emitter-Strecke nötige Basis-Emitter-Spannung sinkt um etwa 2 mV/K. Man stellt also nach einer entsprechenden Betriebszeit, innerhalb derer die »normale« Grenztemperatur erreicht worden ist, am Potentiometer so ein, daß die Leuchtdiode gerade zu »glimmen« beginnt. Sicherlich wird man anfangs noch einige Male korrigieren müssen.

Außerdem ist zu bedenken, daß die Anzeige im Fall des Vergleichs mit der Außentemperatur auch ihr Absinken anzeigt, da das Vergleichselement dieser Änderung im allgemeinen schneller folgt als das zu überwachende Bauteil mit seiner größeren Wärmekapazität. Das ist

dann eine »Relativreaktion« gegenüber der in Wirklichkeit gar nicht gestiegenen (und eben infolge der Wärmeträgheit auch nicht so schnell nachgeführten) Temperatur des überwachten Teils. Demgegenüber kann, da auf diese Weise nur Temperaturdifferenzen angezeigt werden, bei extrem hoher Umgebungstemperatur eine einem Fehlerfall entsprechend vielleicht bereits unzulässig hohe Realtemperatur aufgetreten sein, bevor signalisiert wird.

Für solche möglichen Situationen empfiehlt sich ein höherer Aufwand, z. B. entsprechend Bild 27. Die relativ temperaturstabile Referenzquelle *B 589 N* stellt ein objektives Bezugspotential bereit. Jetzt kann man – z. B. in einem Ölbad – leicht im Vergleich mit einem guten Quecksilber- oder auch einem elektronischen Thermometer für den Einsatztemperaturbereich einen gewünschten absoluten Ansprechpunkt einstellen. Übrigens ist eine höhere verfügbare Referenzspannung, wie sie der *B 589 N* gegenüber einer Diode liefert, auch im Fall der Dioden-Relativanzeige bisweilen sinnvoll. Das trifft auf kleine Temperaturdifferenzen zu. Mit 2 Diodenstrecken in Serie erhält man im Zimmertemperaturbereich fast die gleichen Verhältnisse entsprechend Bild 27, nur eben weniger stabil bezüglich Änderungen der Umgebungstemperatur.

Damit die Anordnung überhaupt richtig funktioniert, müssen in Abhängigkeit von der Betriebsspannung bestimmte Relationen gewahrt sein. Mindestens hat man dafür zu sorgen, daß ohne die Vergleichsdiode eine Teilerspannung entsteht, die ausreichend über der maximal zu erwartenden Flußspannung liegt. Anderenfalls kann der Transistor nicht geöffnet werden. Außerdem soll der Diodenstrom, auch wenn das andere thermische Abhängigkeiten ergibt, wenigstens eine Größenordnung über dem nötigen Basisstrom liegen. 2 bis 4 mA sind daher sinnvolle Werte für I_F. Das ist auch ein für den *B 589 N* annehmbarer Bereich. Diese Bedingungen wurden in Bild 26 und Bild 27 berücksichtigt. Sowohl ohne *B 589 N* wie ohne Dioden kommt man schließlich aus, wenn das zu überwachende Gerät eine stabilisierte Spannung liefern kann, die sich noch mit etwa 20 mA belasten läßt.

Das zunächst langsam heller werdende Glimmen bei Eintritt in den kritischen Temperaturbereich hat für eine solche Anwendung übrigens den Vorzug, daß es in gewisser Weise eine Entscheidungshilfe darüber darstellt, wie kritisch die Sache schon ist. Das kann durch eine »akustische Analoganzeige« mit einer *piezo-phon*-Kapsel parallel zur Leuchtdiode unterstützt werden. Selbstverständlich dürfte schließlich sein, daß man eine optische Anzeige, deren Anfangs-Lichtstärke relativ gering ist, günstig im Gerät anordnen muß, damit sie sich gegen die äußeren Lichtquellen frühzeitig abhebt.

3.2. Potentio-Thermometer

Konsequent weitergedacht läßt sich aus dem im vorigen Abschnitt benutzten alten Prinzip der Temperaturbestimmung mit pn-Übergang wesentlich mehr machen. Das muß aber nicht immer bis zur Anzeige mit Digitalvoltmeter getrieben werden. Einen guten Kompromiß zwischen Aufwand und Nutzen, besonders bei nicht ständigem Einsatz, erreicht man mit der Lösung nach Bild 28. Diese Schaltung kann bei begrenzter Einschaltzeit wieder aus einer 4,5-V-Batterie gespeist werden. Sie nimmt im Ruhezustand etwa 1,3 mA auf und mit leuchtender Anzeige 12 mA. Es werden 3 rote Leuchtdioden vom Typ *VQA 13* verwendet. 2 von ihnen bilden eine Stabilisierungsstrecke. Über ihr stehen etwa 3 V. Aus der Spannung über der oberen Diode wird der Strom für die Fühlerdiode abgeleitet.

Die untere Diode bildet einen Bezugspunkt für die beiden Eingänge des Operationsverstärkers, so daß deren Spannung nie aus dem Bereich für sicheres Arbeiten wandern kann. Die Spannung über der Fühlerdiode wird mit der eines einstellbaren Teilers verglichen. Das Überschreiten einer voreingestellten Temperatur signalisiert die 3. LED durch Aufleuchten.

Denn: Steigt die Temperatur an der Fühlerdiode, wird ihre Flußspannung kleiner (etwa um die bekannten 2 mV/K). Bereits bei wenigen Millivolt Differenzspannung zwischen den beiden Eingängen [Spannung am (+)– Eingang wird kleiner] schaltet der vorher durch die gewählte Einstellung auf H liegende Ausgang auf L, so daß die Diode leuchtet. Mit dem Potentiometer wird der Punkt gesucht, bei dem sie gerade wieder verlischt, wenn es sich um die Solltemperatur handelt. Nach dieser einmaligen Einstellung ist die Einrichtung zum Signalisieren einer Temperaturüberschreitung geeignet.

Im Fühlerzweig kann man sogar 2 oder 3 Dioden parallelschalten und damit mehrere Punkte überwachen: Der wärmste Punkt gibt immer Alarm. Bei einer Einstellung, bei der gerade »warm« signalisiert wird, ist die Schaltung auch als Zugluftdetektor u. ä. zu gebrauchen. Die Skale des Thermometers kann im Vergleich mit einem üblichen Thermometer kalibriert werden. Die Genauigkeit ist allerdings nicht sehr hoch, denn auch die Bezugsdioden haben einen Temperaturausgang der Flußspannung. Man sollte sie auf konstanter Temperatur halten (bei der geeicht worden war) oder (besser) durch 2×*B 589 N* ersetzen.

Mit der in Bild 29 wiedergegebenen Leiterplatte wird der Bau dieses nützlichen kleinen Geräts erleichtert. Die Platte kann auch als Kernstück für die im folgenden beschriebene Schaltung verwendet werden. Das Stellpotentiometer auf der Leiterplatte wird zur Funktionsprüfung gebraucht. Später ist über Lötösen ein größeres Potentiometer mit Zeigerknopf anzuschließen.

3.3. Batterie-Tester

Die soeben vorgestellte Schaltung ist nur wenig zu ändern, wenn man den Innenwiderstand von galvanischen Zink-Kohle-Elementen überprüfen will. Der Rückgang der Spannung bei Belastung ist ein Maß für den Zustand der Zelle(n). Informationen dazu gibt z. B. Bauplan 67, »Rund um die Spannungsquelle«. Am einfachsten gestaltet sich der Test an Batterien ab 4,5 V aufwärts: Während der invertierende Eingang des Komparators an der stabilen Spannung liegt, wird die Eingangsspannung für den nichtinvertierenden Eingang von der Spannung dieser Batterie abgegriffen, die gleichzeitig auch den Tester speist. Auf Grund der niedrigen Stromaufnahme der Testschaltung ist das vertretbar. Nun wird im Leerlauf so eingestellt, daß die Leuchtdiode gerade verlischt. Danach belastet man die Batterie mit dem für sie zutreffenden Lastwiderstand R_L oder schaltet das Gerät ein, in dem sich die Batterie befindet. Die LED wird jetzt aufleuchten – es sei denn, die Batterie ist bereits so erschöpft, daß ihre Klemmenspannung nicht einmal mehr für den Betrieb des Testers reicht. Je weiter nun der Schleifer des Potentiometers aus seiner ursprünglichen Lage bewegt werden muß, damit die LED wieder verlischt, um so höher ist der Innenwiderstand der Batterie.

Beim Prüfen von Einzelzellen braucht die Einrichtung eine eigene 4,5-V-Batterie. Auch der Spannungsteiler muß der niedrigeren Spannung des Prüflings angepaßt werden. Im 1. Fall speisen also die Prüflinge in Form üblicher Gerätebestückungen von 4,5, 6 oder 9 V den Tester direkt. Einer solchen Prüfung muß jedoch, sobald die Kontrolle auf beginnende Erschöpfung hinweist, umgehend der Einzelzellentest folgen. Man sollte also gleich die Elemente einzeln prüfen. Lediglich bei den bisweilen noch anzutreffenden Flachbatterien und (importierten) 9-V-Blockbatterien stellt die Gesamtprüfung die einzig mögliche Art dar. Doch dieser Typ wird bereits vom Tester allein in der Größenordnung der normal zu erwartenden Lastströme beansprucht.

Insgesamt sollte man daher einer Schaltung wie der in Bild 30 den Vorzug geben. Jeder üblichen Batteriespannung entspricht ein eigener Eingang; Einzelzellen werden direkt an den Spannungsteiler gelegt. (Die Referenzspannung einer *VAQ 13* oder *VQA 15* hat etwa die

Höhe der Leerlaufspannung einer Einzelzelle.) Für die Batterienennspannung ist die Einstellung für den Leerlaufwert am Potentiometer zu markieren.

4. Pulsschlag zum Sehen (und zum Hören)

Es gibt manchen Anlaß, den Puls zu kontrollieren. Meist benutzt man einen Finger als Fühler, zählt die Pulsschläge 15s lang und multipliziert mit 4. Das erfordert Fingerspitzengefühl und Konzentration. Mit etwas Elektronik läßt sich der Pulsschlag sichtbar und hörbar machen, und das Zählen wird erleichtert. Die höchste Stufe wäre dann das automatische Messen und Registrieren, was allerdings höheren Aufwand bedingt.

4.1. Puls aus dem Lautsprecher

Vielfach ist es üblich, mit einem Ohrclip aus Lichtsender und Lichtempfänger (dazwischen das Ohrläppchen) die Helligkeitsmodulation auszuwerten, die die rhythmisch wechselnde Durchblutung dort erzeugt. In der Arbeitsmedizin etwa ist das ein seit langem übliches Verfahren, um Testpersonen während ihrer Tätigkeit zu kontrollieren. Der Puls wird dabei oft drahtlos übertragen, gespeichert und (oder) mit der Rechentechnik ausgewertet. Für kurze Messungen »zwischendurch« geht es einfacher. Die Testperson muß nur eine Fingerkuppe ohne stärkeren Druck auf die Öffnung eines optischen Sensors legen. Damit die rhythmische Änderung der Lichtdurchlässigkeit zu einem sicht- oder hörbaren Signal wird, ist aber noch einiges zu tun, und es gibt mehrere Möglichkeiten.

Es liegt nahe, einen Operationsverstärker zu verwenden. Er vereint hohe Verstärkung mit kleinem Eingangsleistungsbedarf, und es gibt Typen mit entsprechend hoch belastbarem Ausgang. Das spart Bauelemente. Außerdem ist es möglich, mit nur einer Spannungsquelle auszukommen. Solche Voraussetzungen bietet der in diesem Bauplan schon benutzte *B861 D*.

Als Sensor eignet sich ein Fotowiderstand. Im Bereich der in dieser Anwendung genutzten Beleuchtungsstärken ist mit Widerstandswerten zwischen 1 und mehr als 100 kΩ zu rechnen. Die Helligkeitsschwankung bei aufgelegtem Finger ergibt allerdings nur etwa 1% Widerstandsänderung um einen Grundwert im Bereich von 100 kΩ. Das Abdunkeln mit dem Finger erhöht also den mittleren Widerstandswert gegenüber mittlerer Beleuchtung um mindestens 2 Größenordnungen. Bei kleinen Aussteuerungen ist der größte Reaktionshub zu erwarten, wenn sich der Fotowiderstand in Serie mit einem gleich großen Festwiderstand an einer Gleichspannung befindet. Der Verbindungspunkt beider Widerstände ist der Ausgang der Signalquelle.

Allerdings liegt die Pulsfrequenz im Hertz-Bereich. Den Pulsschlag sichtbar zu machen ist also im Grund das kleinere Problem. Schwieriger wird es mit dem Hören. Man braucht dazu einen Träger höherer Frequenz. Das ist auch schon für die Signalverarbeitung im Verstärker günstiger. Allerdings verbietet die Trägheit des Fotowiderstands allzu hohe Frequenzen. Höher käme man mit Fototransistor oder gar Fotodiode. Doch den einfachen Versuchsbedingungen kommt ein Fotowiderstand besser entgegen. Die Netzfrequenz stellt damit einen brauchbaren Kompromiß für den ersten Test dar. Als Lichtquelle eignet sich jede netzbetriebene Glühlampe.

100 mal in jeder Sekunde durchläuft der Glühfaden seine Maximaltemperatur, denn für Wärme- und Lichtenergie ist die Stromrichtung unerheblich. Eine übliche Tischlampe in etwa 1/2 m Abstand über der Versuchsanordnung liefert damit das gewünschte Licht.

Wenn nun z. B. 4,5 V am Teiler liegen und wenn beide Widerstände gleiche Werte haben, schwankt der Strom im Teiler bei 1% Änderung des Fotowiderstandswerts um 0,5%. Das bedeutet nur 0,5·45 mV Spannungsänderung, also etwas mehr als 20 mV Leerlaufspannung bei $R_1 = R_F/2$. Da man aber nie gleiche Teilwiderstände erreichen wird, ist das schon ein idealer Wert.

Diese Schwankungen werden nun dem Operationsverstärker entsprechend Bild 31 gleichspannungsfrei über einen Kondensator zugeführt. Der Verstärker ist als Komparator geschaltet wie in den Anwendungen des vorigen Abschnitts. Wegen der »einseitigen« Spannungsversorgung wird ein Bezugspunkt von etwa U/2 eingestellt. Das bewirken die beiden Widerstände von je 15 kΩ. Zwischen ihnen liegt ein niederohmiger Widerstand. Zusammen mit dem Steller von 1 kΩ erlaubt das den Abgleich der stets im Verstärker gegebenen Unsymmetrien. Auf diese Weise erreicht man, daß das Ruhepotential des invertierenden Eingangs (−) etwas unter dem des nichtinvertierenden (+) gehalten werden kann. Das bedeutet, daß der Ausgang dieses open-collector-Typs im Ruhezustand gesperrt ist. Erst die negativen Halbwellen der vom Fotowiderstandsteiler kommenden Signalspannung schalten den Weg zwischen Ausgang und Masse in den leitenden Zustand. Damit wird diese Frequenz in einem Lautsprecher hörbar. Da sie vom Pulsschlag moduliert ist, hört man also den Puls im Lautsprecher, wenn auch nicht gerade mit besonders gutem Wirkungsgrad.

Je nach Lichtintensität und individueller »Fingerdämpfung« wird man am Steller den besten Effekt suchen müssen. Wem die Lautstärke zu gering sein sollte, besonders bei kleinem Lautsprecher, der kann z. B. einen *A 283 D* nachsetzen. Über seine Einsatzmöglichkeiten und seine Beschaltung findet der Leser z. B. in Bauplan 68 Informationen.

4.2. Lichtpuls mit Begleitton

Bereits eine kleine Ergänzung im Ausgangskreis des Operationsverstärkers läßt den Pulsschlag sichtbar werden (Bild 32a). Besser als die Brummfrequenz hört man Töne im Kilohertz-Bereich. Bild 32b zeigt die für einen aktiven Piezosummer modifizierte Schaltung. Der parallel zum Summer liegende Kondensator glättet die Brummamplitude gewissermaßen zu einem Mittelwert. Aus dem dumpfen Puls wird damit ein besser hörbares Piepsen.

Diese Schaltung ist recht genügsam. Sie kommt mit weniger als 2 mA aus, wenn man sie mit 4,5 V speist. Trotz dieses kleinen Stroms läßt sich das Lichtsignal der in Bild 32b wieder mit enthaltenen Leuchtdiode noch erkennen. Wesentlich heller wird es allerdings nach Bild 32c, jedoch um den Preis höherer Stromaufnahme. Man sollte übrigens auch dort in Serie zum Piezosummer noch einen Schutzwiderstand von etwa 68 Ω anbringen, um im Einschaltaugenblick den kurzzeitig fließenden höheren Stromimpuls infolge des Elektrolytkondensators zu begrenzen.

4.3. Mobilvariante

An Orten ohne Netzanschluß fehlt die 50-Hz-Modulation der Lampe. Zusatzaufwand ist nötig, erlaubt aber die Wahl einer höheren Trägerfrequenz. Die Erfahrung hat gezeigt, daß das System von Lampe und Fotowiderstand bei 250 Hz noch gute Ergebnisse bringt. Diese Frequenz ist zudem im Lautsprecher besser hörbar. Doch auch die anderen Varianten nach Bild 32 sind möglich. Bild 33 zeigt eine Lösung, die wieder auf den schon 2mal in diesem Bauplan verwendeten Timerschaltkreis *B 555 D* zurückgreift.

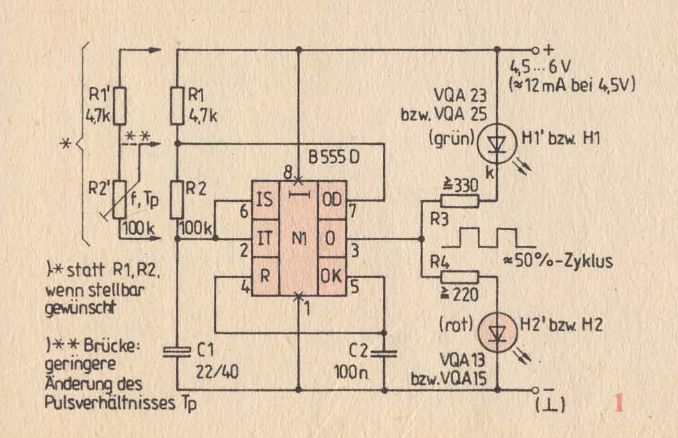
Nun haben Glühlampen bekanntlich sehr niedrige Kaltwiderstände. Das bedingt hohe Einschaltströme. Ohne Schaden verträgt der *B 555 D* in beiden Richtungen am Ausgang O (Anschluß 3) 200 mA, wenn die spannungsabhängige Verlustleistung nicht zu groß wird. Bei einer Lampe mit 70 mA Nennstrom sind 500 mA Kaltstrom kurzzeitig durchaus möglich. Man muß also begrenzen. Der Widerstand R3 in der Schaltung nach Bild 33 stellt sicher, daß 200 mA nicht überschritten werden können. Es hat sich gezeigt, daß unter den Bedingungen entsprechend Bild 33 bereits 4,7 Ω dafür ausreichen.

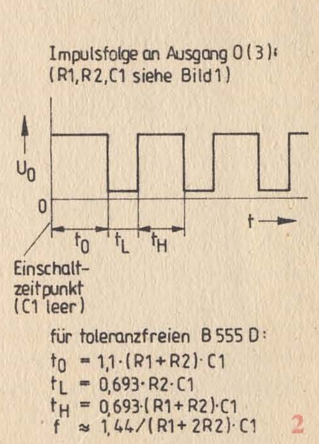
Da in dieser Einrichtung 40 bis 80 mA fließen, wählt man eine Batterie aus 4×*R14* oder 4×*R20*. Das Gerät erhält ein der gewünschten Batteriegröße angepaßtes Gehäuse, das wegen der unterschiedlichen Ausführungsmöglichkeiten nur skizzenhaft dargestellt ist (Bild 34). Gegenüber der auf der Senderleiterplatte schließlich noch mit untergebrachten Lampe wurde in der Schaltung nach Bild 34 diese Glühlampe allein an der Oberseite des 2-Etagen-Gehäuses angeordnet. Dieses Gehäuse sollte aus kupferkaschiertem Isolierstoff bestehen. Der Abstand zwischen Glühlampe und Fotowiderstand wird so gewählt, daß gerade noch die Kuppe etwa des Mittelfingers hineinpaßt, ohne daß man drücken muß. Als Fotowiderstand wurde ein *WK65038* verwendet. Sein Metallgehäuse muß mit Schaltungsmasse verbunden werden, was sich bei kupferkaschiertem Material leicht realisieren läßt.

4.4. Hilfe für Vergeßliche

Meist genügt eine Meßzeit von 1 bis 2 min. Die Automatik nach Bild 35 schaltet nach dieser Zeit selbsttätig ab, wenn auch etwas »schleichend«. Gestartet wird mit Knopfdruck. Mit dieser Zusatzschaltung ergibt sich insgesamt eine recht brauchbare Einrichtung, für die darum in Bild 36 und Bild 37 Leiterbilder angeboten werden. Die Empfängerplatte gemäß Bild 36 enthält Anschlüsse für den Fotowiderstand, den man also außerhalb davon etwa im Sinne von Bild 34 in der Etagentrennwand einbaut. Die auf der Senderplatte nach Bild 37 angebrachte Lampe kann ebenfalls außerhalb montiert werden, wenn das zweckmäßiger erscheint. Die Automatik für den zeitbegrenzten Betrieb befindet sich mit auf der Senderplatte. Die Schaltungsteile müssen bezüglich der Spannungsquelle gut voneinander entkoppelt sein. Daher die beiden relativ großen Elektrolytkondensatoren und die ihnen vorgeschalteten Entkopplungsdioden.

Statt der für andere Einsatzfälle nützlichen Automatik kann selbstverständlich auch eine Triviallösung folgender Art eingebaut werden: Die in die Öffnung eingeführte Fingerkuppe stößt hinten an eine mit einem Mikrotaster verbundene Platte und betätigt damit für die Dauer des Tests den Einschalter.





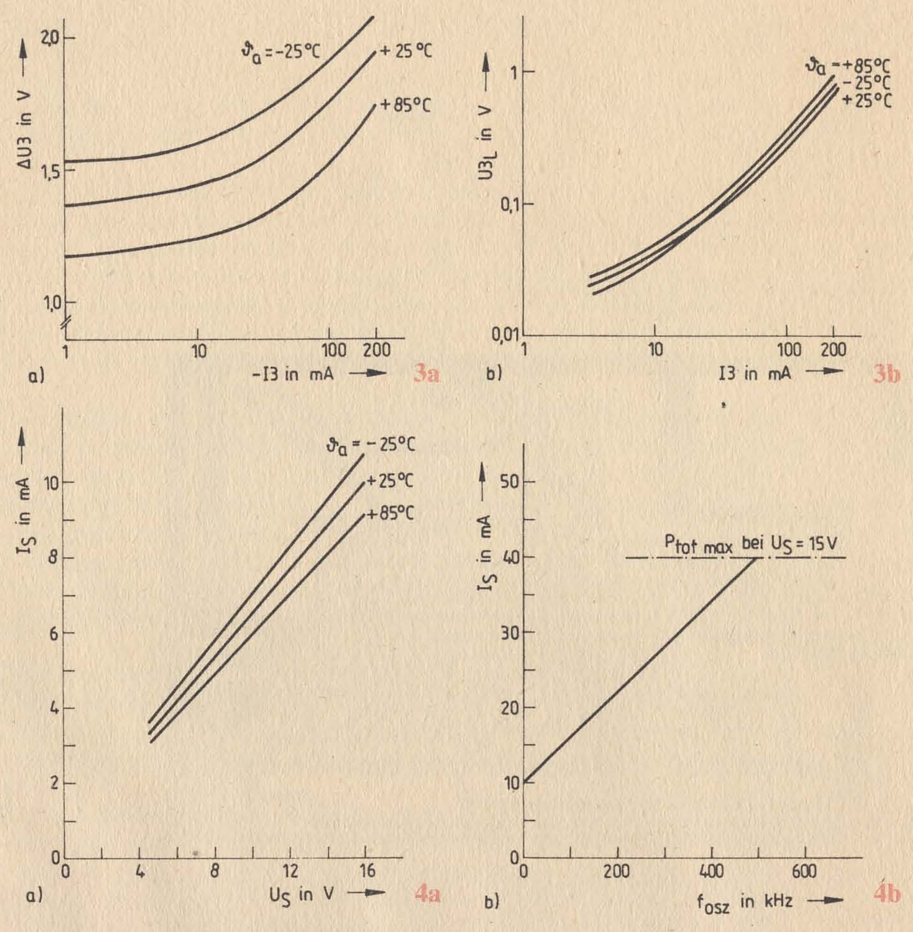
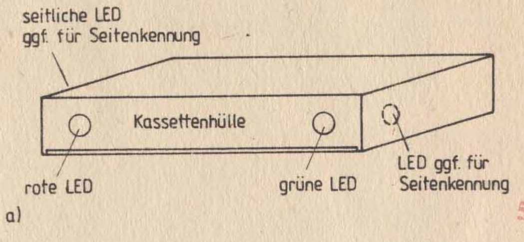


Bild 1 Wechselblinker für Seitenkennung mit wahlweise einstellbarer Blinkfrequenz

Bild 2 Impulsfolge am Ausgang des *B 555 D* in astabiler Beschaltung wie in Bild 1, Ausgang im Leerlauf



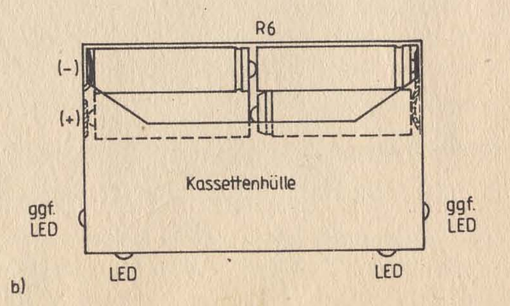


Bild 5 Bauskizzen für Seitenkennung im Modell- und Wohnbereichseinsatz bei Einbau in Magnettonkassettenhülle (»Kassettencontainer«); a – zweckmäßige Lage der Leuchtdioden (auf der Leiterplatte in Bild 7 berücksichtigt), b – Anordnung der 4 Elemente *R6* im durchsichtigen Klappdeckel mit thermisch verankerten Federblechkontakten

Bild 3 Eigenspannungsbedarf von Ausgang O des *B555 D* in Abhängigkeit vom Laststrom (fließt bei L in den Ausgang hinein), Parameter: Temperatur; a – Differenz zwischen Betriebs- und Ausgangsspannung bei H am Ausgang für 5 bis 15 V Betriebsspannung (U_s), U2 = 0, U4 = U_s, U6 = U_s/2, b – Ausgangsspannung bei L am Ausgang für U_s = 15 V, U2 = U_s/2, U4 = U6 = U_s

Bild 4 Typische Werte der Stromaufnahme des Timers *B 555 D;* a – in Abhängigkeit von der Betriebsspannung U_s für U2 = U_s/2 und U4 = U6 = U_s, Parameter: Umgebungstemperatur, b – in Abhängigkeit von der Arbeitsfrequenz für U_s = 15 V (daher Belastungsgrenze bei 40 mA)

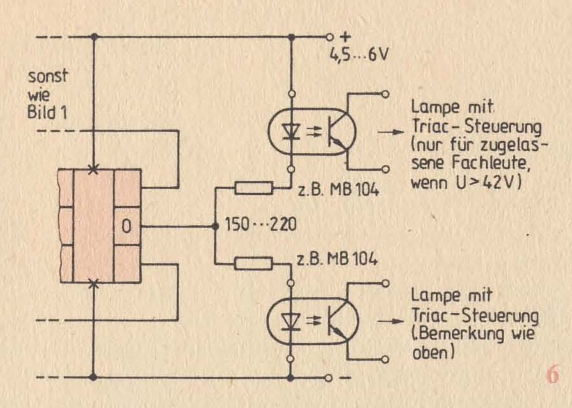
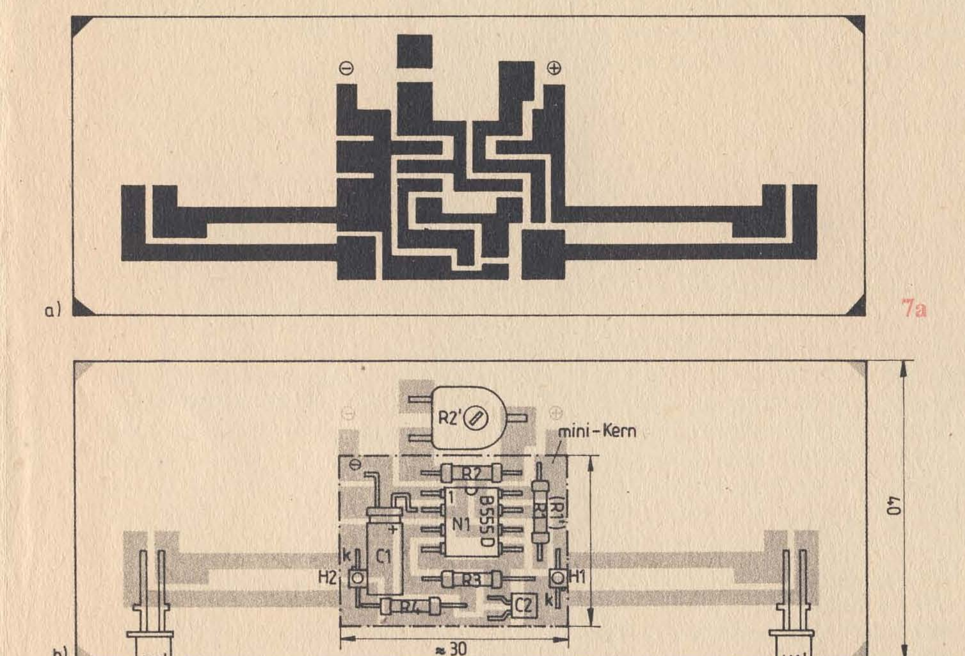


Bild 6 Anschluß von Optokopplern an die Schaltung nach Bild 1 erlaubt dem Fachmann Einsatz netzbetriebener Lampen oder auch Anschluß leistungsfähiger Niederspannungslampen. Triac-Ansteuerschaltungen siehe z.B. »Bauplan-Bastel-Buch 2« oder »Elektronik für Wohnen und Spiel«

Bild 7 Leiterplatte zur Schaltung nach Bild 1 in SMT-Bauweise (Oberflächenmontage der Bauelemente), Kernteil mit fester Frequenz für Mini-Anwendungen, erweitert für die Lösung nach Bild 5 mit einstellbarer Frequenz; a – Leiterbild, b – Bestückungsplan (Montage auf Leiterseite!)



Stückliste zu Bild 1/Bild 7
Wechselblinker

Widerstände
R1 4,7 kΩ
R2 100 kΩ
R1' 4,7 kΩ
R2' 100 kΩ Schichtdrehwiderstand Gr. 05 liegend
(R1', R2' wahlweise zu R1, R2 bei größerer Leiterplatte)
R3 330 Ω
R4 220 Ω
Alle Festwiderstände Baugröße 2×7, 3×11 o. ä. – gilt für alle Stücklisten

Kondensatoren
C1 22 µF/40 V Elektrolytkondensator, stehend (liegend montiert)
C2 100 nF Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente
N1 Timerschaltkreis *B 555 D*
H1 Lichtemitterdiode *VQA 25*
H2 Lichtemitterdiode *VQA 15*
H1' Lichtemitterdiode *VQA 23*
H2' Lichtemitterdiode *VQA 13*
(H1', H2' wahlweise bei der großen Leiterplattenausführung)

Sonstiges
SMT-Leiterplatte nach Bild 7
Hülle von Magnettonkassette als Gehäuse
3...4×*R6* als Batterie
Einschalter (nicht dargestellt), z. B. *Simeto*-Schalter

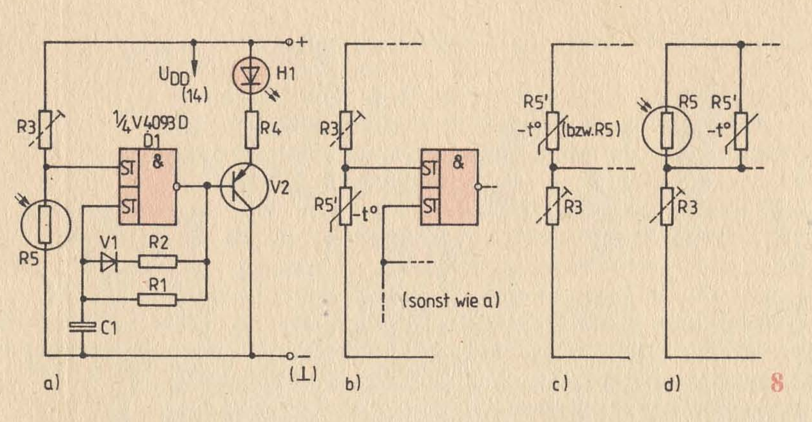
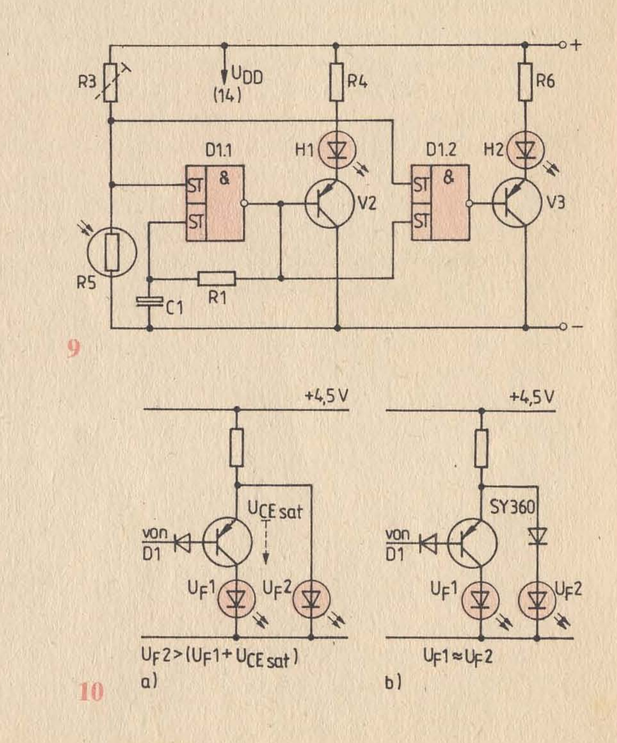
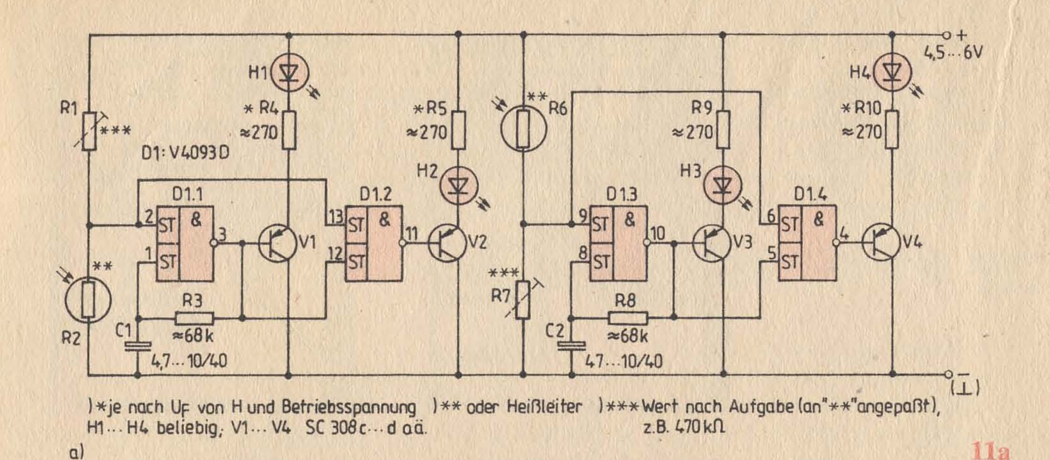


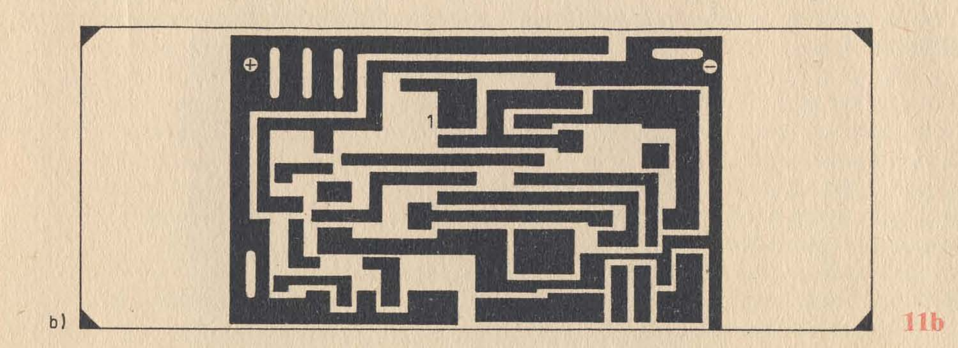
Bild 9 Erweitern der Schaltung nach Bild 8a zu einem Wechselblinker mit 2. Triggerelement

Bild 10 Alternative zur Schaltung nach Bild 9, Diskussion siehe Text; a – für LED unterschiedlicher Flußspannung, b – Ausgleich durch 1-A-Diode bei gleicher Flußspannung

Bild 8 Gefahrenstellen-Automatik, Ein- und Ausgangsvarianten; a – Grundlösung mit 1/4 *V 4093 D*, Blinkbeginn bei einsetzender Dämmerung, b – Blinken bei Unterschreiten einer einstellbaren Temperaturgrenze, c – Blinken bei Überschreiten einer gewünschten Temperatur, d – Parallelschalten von Fotowiderstand und Heißleiter ergibt optisch und thermisch reagierenden Brandmelder für normalerweise dunkle Lagerräume. Für Einstellungen nahe der oberen Schwelle empfiehlt es sich, einen Reset-Taster vom oberen Eingang nach Masse zu legen







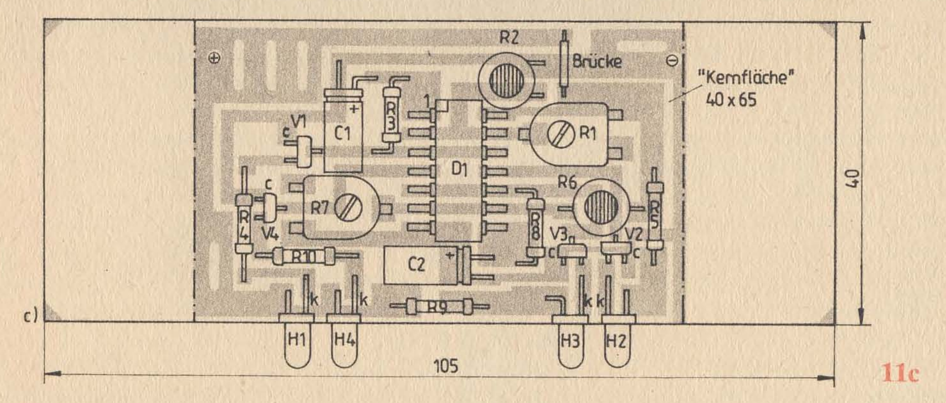
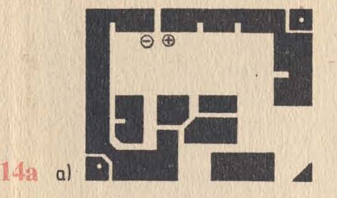


Bild 11 Volle Nutzung eines *V 4093 D*; a – Stromlaufplan für 2 Einheiten des »Master-Slave«-Wechselblinkers nach Bild 9 in unterschiedlicher Eingangsbeschaltung, b – Leiterbild (wiederum für Einbau in kleine Modelle wie auch ähnlich Bild 5, 2. Einheit kann über Leitung externe Bojen speisen), c – Bestükkungsplan in SMT, also leiterseitige Montage



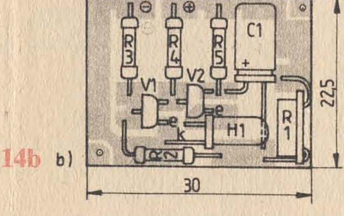
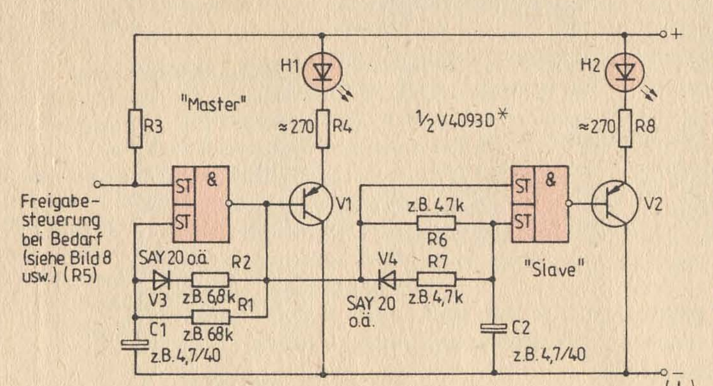


Bild 13 Optisch gekoppelte Blinkautomatik in »klassischer« Transistortechnik mit selbsttätigem Abschalten bei entsprechend hoher Umgebungshelligkeit. Die Spannungsangaben erleichtern Nachbau und Verständnis; a – Stromlaufplan (neben V2: U_s*), b – typischer Verlauf der Kondensatorspannung bei Blinkbetrieb

Bild 14 SMT-Leiterplatte zur Schaltung nach Bild 13; a – Leiterbild, b – Bestükkungsplan (Montage auf der Leiterseite)

Bild 15 Bewegte LED-Kette für Richtungsanzeigen u. ä. mit Dämmerungsschalter; a – Minimallösung und Ausbau auf 2 LED je Zweig, b – lineare Anordnung der Leuchtdioden und Ablauf im »eingeschwungenen« Zustand für 1 und für 2 LED je Zweig, c – bewegtes Ornament mit 2 LED je Zweig

Bild 12 Modifizierte 2-Punkt-Blinkschaltung mit schmalen Lichtimpulsen, bei Bedarf mit 1×*V 4093 D* auch 2fach realisierbar



Stückliste zu Bild 11
Lauflicht mit *V 4093 D*

Widerstände

R1, R7	470 kΩ Fest- oder Drehwiderstand Gr. 05, liegend (an Wert von R2 bzw. R6 unter Einsatzbedingungen angepaßt)
R2, R6	Fotowiderstand oder Heißleiter TNM, möglichst 100 kΩ
R3, R8	68 kΩ
R4, R5	270 Ω
R9, R10	270 Ω

Kondensatoren

C1, C2	4,7...10 μF/40 V Elektrolytkondensator, stehend (liegend montiert)

Halbleiterbauelemente

D1	CMOS-Trigger-NAND-IS *V 4093 D*
H1...H4	Lichtemitterdiode, z. B. *VQA 13*

Sonstiges

SMT-Leiterplatte nach Bild 11
Hülle von Magnettonkassette als Gehäuse
3...4×*R6* als Batterie
gegebenenfalls Einschalter (nicht dargestellt), z. B. *Simeto*-Schalter

Stückliste zu Bild 13/Bild 14
Dämmerungsblinker mit Transistoren

Widerstände

R1	Fotowiderstand, z. B. *WK 650 60*
R2	33...39 kΩ
R3	10 kΩ
R4	27...33 kΩ
R5	270 Ω

Kondensatoren

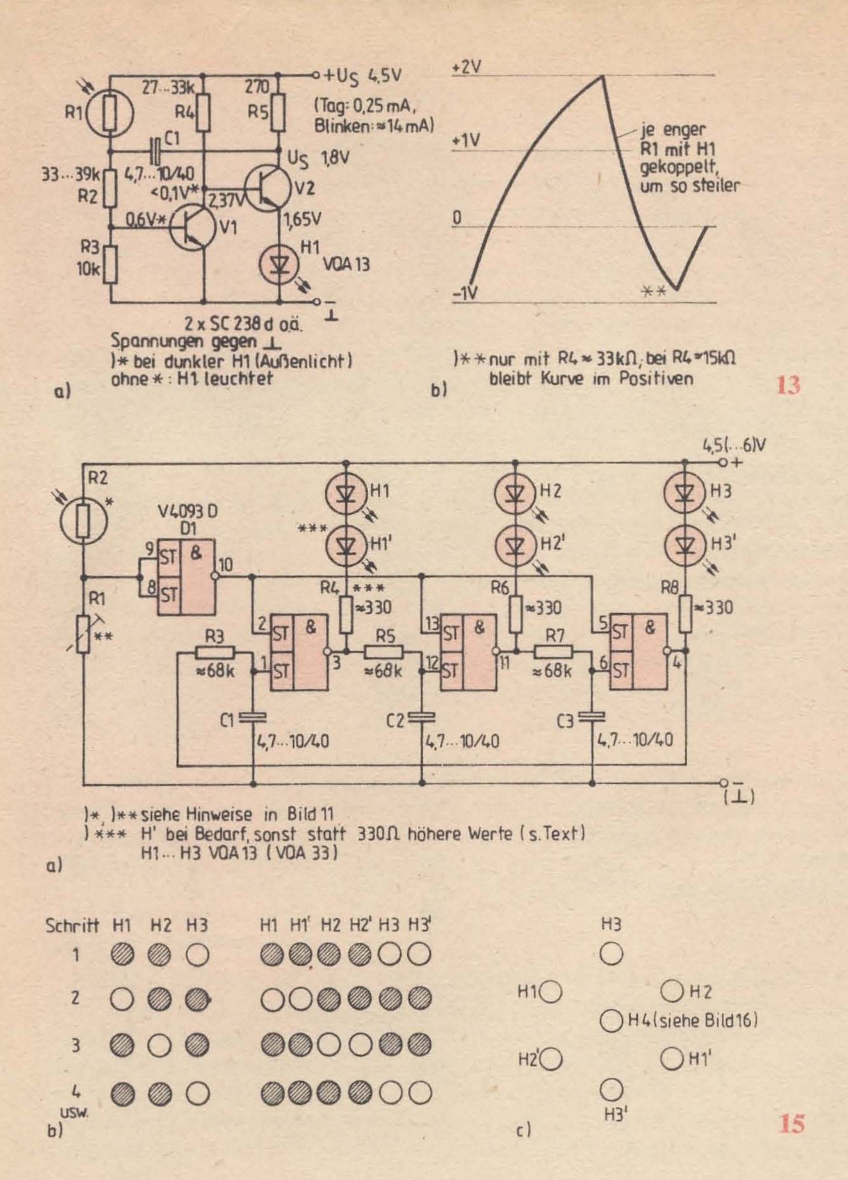
C1	4,7...10 μF/40 V Elektrolytkondensator, stehend (liegend montiert)

Halbleiterbauelemente

V1, V2	Silizium-npn-Transistor *SC 238 d* o. ä.
H1	Lichtemitterdiode *VQA 13*

Sonstiges

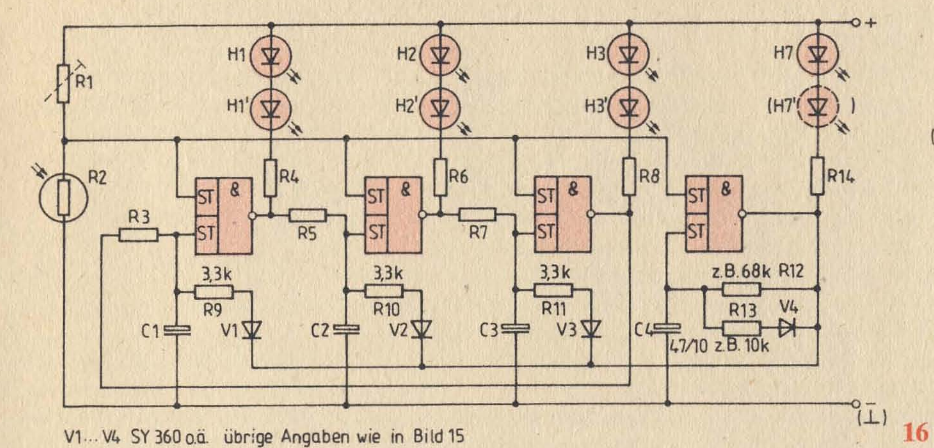
SMT-Leiterplatte nach Bild 14



Schlenzig, Klaus:
Licht-Spiel-Mosaik. – Berlin: Militärverlag der DDR, 1989. –
32 Seiten: 56 Bilder – (Bauplan 71)

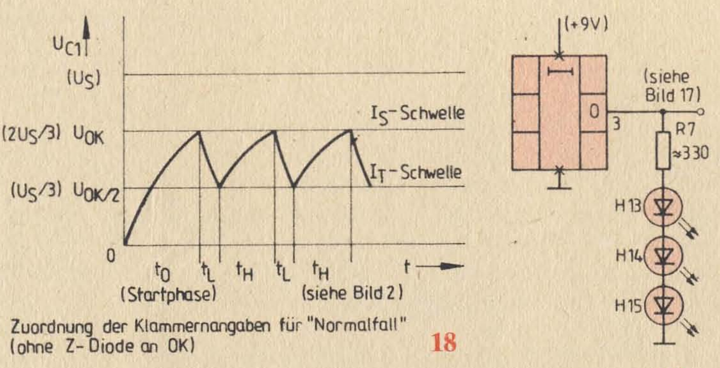
ISBN 3-327-00783-7

1. Auflage, 1989 · · Gesamtherstellung: Grafischer Großbetrieb Sachsendruck Plauen · Lektor: Wolfgang Stammler · Typografie: Catrin Kliche · Redaktionsschluß: 15. Januar 1989 · LSV 3539 · Bestellnummer: 7472144 · 00100



V1...V4 SY 360 o.ä. übrige Angaben wie in Bild 15

16



Zuordnung der Klammernangaben für "Normalfall" (ohne Z-Diode an OK)

18

19

runde oder rechteckige LED

H1 H2 H3 H4 H5 H6 H7 H8 H9 H10 (siehe Bild 17)

H11 H12 H13 H14 H15 (siehe Bild 19)

)* H16, H17, H18 als "Dauerleuchter" oder ebenfalls vom B555D getaktet

20

22

23

17

)* siehe Text (spart bei Betriebsspannungen bis 15 V ggf. Regelteil)

Bild 16 Der 4. Trigger taktet die anderen 3 Trigger der Schaltung nach Bild 15

Bild 17 Rhythmisch wachsendes und verlöschendes Leuchtband (»laufender Pfeil«) mit *A 277 D*

Bild 18 So kommt der den *A 277 D* steuernde Sägezahn zustande

Bild 19 Bessere Nutzung des *B 555 D* in der Schaltung nach Bild 17: Ansteuern der Pfeilspitze

Bild 20 Vorschlag für die Anordnung der Leuchtdioden mit zusätzlichen LED in der Pfeilspitze

Bild 22 Zu erwartender Leuchtdiodenstrom in die Ausgänge des *A 277 D* hinein bei offenem Anschluß 2 in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

Bild 23 Beeinflussung des Leuchtdiodenstroms durch eine Steuerspannung an Anschluß 2 (Betriebsspannung für diese Beispielskurve 12 V, 25 °C Umgebungstemperatur)

Stückliste zu Bild 17/Bild 19/Bild 21/Bild 25
Laufender Pfeil mit A 277 D

Widerstände

R01	120 Ω
R02	750 Ω
R1	1 MΩ Fest- oder Schichtdrehwiderstand Gr. 05, liegend
R1'	470 kΩ (Brücke, wenn R1 Festwiderstand bis 2,2 MΩ)
R2	15...150 kΩ (je nach gewünschter L-Zeit)
R3, R4	33 kΩ
R5	100 kΩ
R6	1 MΩ
R7	330 Ω

Kondensatoren

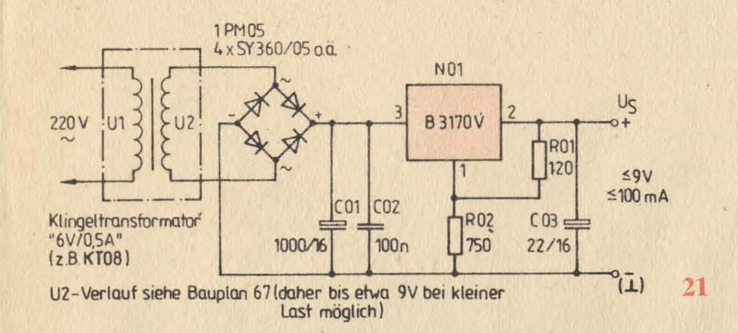
C01	1000 µF/16 V Elektrolytkondensator, liegend
C02	100 nF Keramik-Scheibenkondensator
C03	22 µF/16 V Elektrolytkondensator, stehend
C1	1 µF MKL- oder MKT-Kondensator (2,2 µF bei kleinem Typ)
C2	100 nF Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente

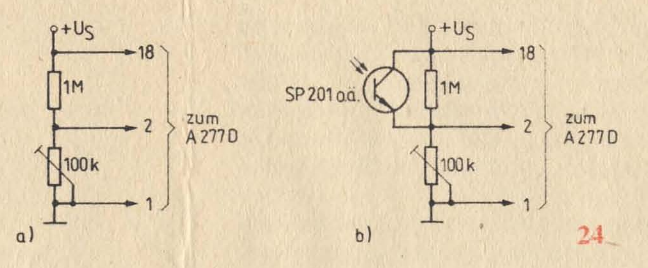
V01	Silizium-Brückengleichrichter *1 PM 05* oder 4×*SY 360/05*
V1	Silizium-Z-Diode *SZX 21/6,2*
V2	Silizium-Fototransistor *SP 201* o. ä.
N01	integrierter Spannungsregler *B 3170 V*
N1	Timerschaltkreis *B 555 D*
N2	LED-Ansteuerschaltkreis *A 277 D*
H1...H12	Lichtemitterdiode *VQA 13*
H13...H15	Lichtemitterdiode *VQA 14* o. ä. (Rechteckdiode)

Sonstiges

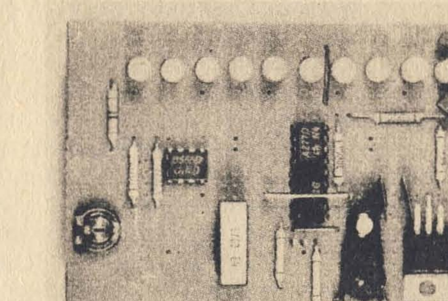
Leiterplatte nach Bild 25
6 Stecklötösen
3 Drahtbrücken
Hülle von Magnettonkassette als Gehäuse
Klingeltransformator 6 V/0,5 A (Nenndaten), extern

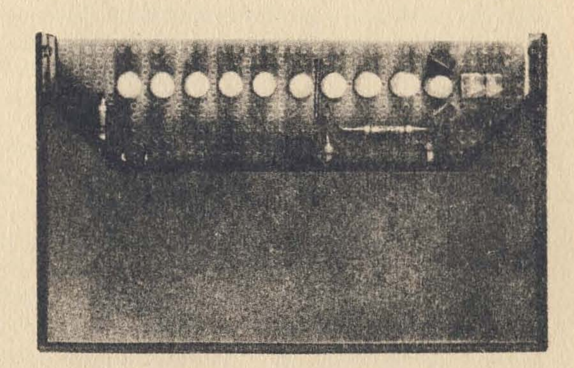


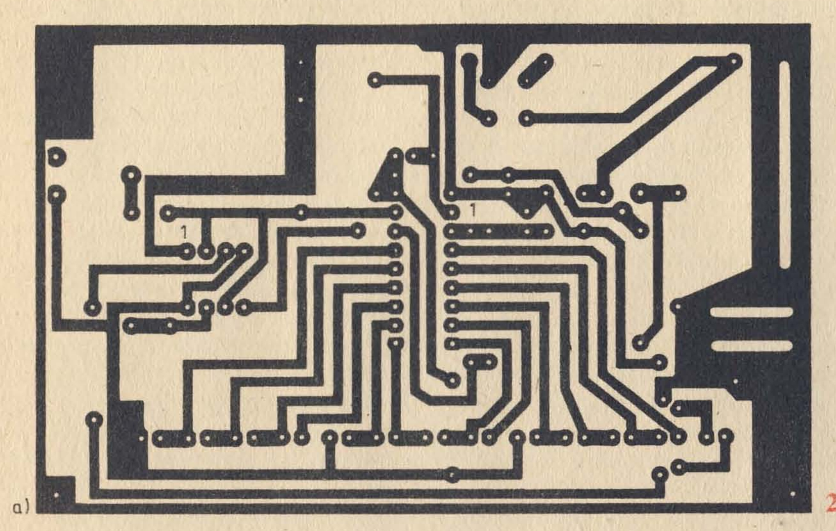
21



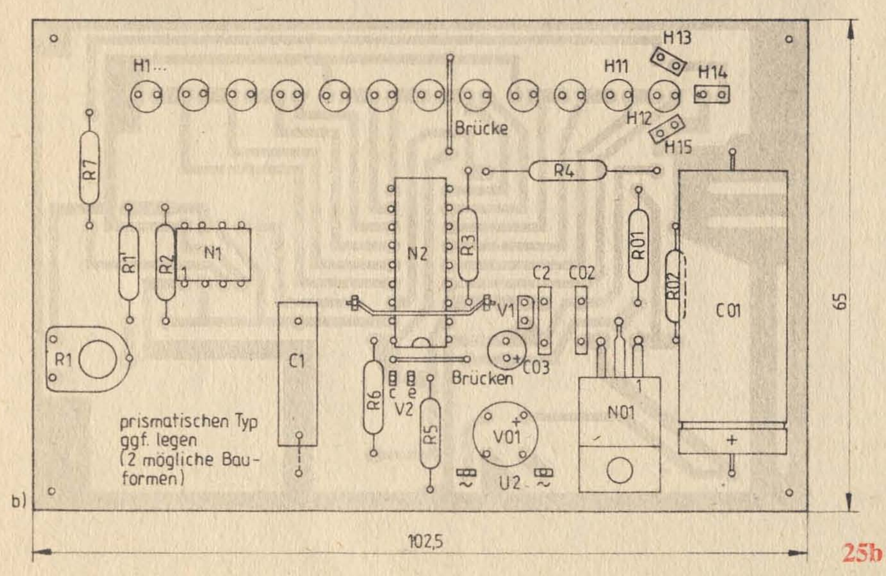
24







25a



25b

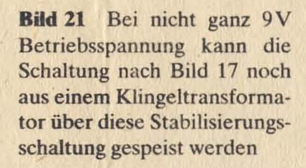
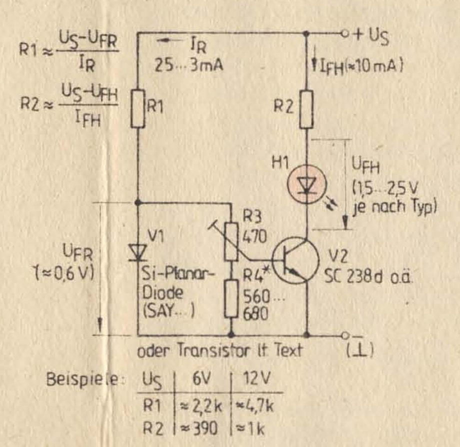


Bild 21 Bei nicht ganz 9 V Betriebsspannung kann die Schaltung nach Bild 17 noch aus einem Klingeltransformator über diese Stabilisierungsschaltung gespeist werden

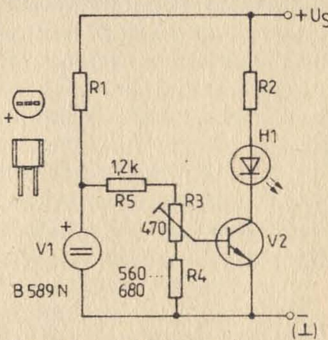
Bild 24 Helligkeitssteuerung der Leuchtdioden in Auswertung von Bild 23; a – manuell, b – durch Fototransistor

Bild 25 Leiterplatte zum »laufenden Pfeil« bei vollem Ausbau, aber Pfeil mit schmaler Spitze, und mit Netzteil, wiederum zum Einbau in Kassettenhülle geeignet, extern von Klingeltransformator gespeist; a – Leiterbild, b – Bestückungsplan, c – Musterbestückung auf Rasterplatte, d – mögliche Anordnung in Kassettenhülle

Bild 26 Einfacher Indikator für Übertemperaturen; er reagiert auf die Temperaturunterschiede zwischen V1 und V2



26



27

Bild 27 Feste Bezugsspannung ergibt sich mit Referenzspannungsquelle oder mit Teiler an stabiler Betriebsspannung. Zur Dimensionierung auch von Bild 26 siehe Text. Erhält R3 eine in Grad Celsius geeichte Skale, kann die Fühlertemperatur damit abgefragt werden (Wert bei Umschaltpunkt von H1)

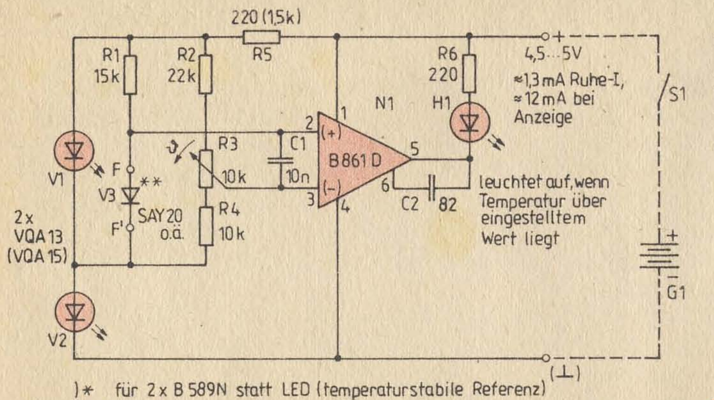
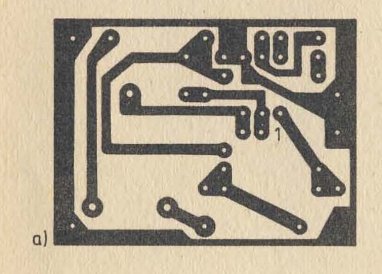
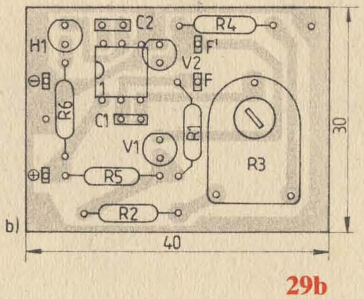


Bild 28 Bei noch geringem Aufwand relativ komfortabler Temperaturmelder für Mobilbetrieb (R5 lies 820 statt 220)

28



29a



29b

Bild 29 Leiterplatte zu Bild 28 (Kernstück, auch für Einbau in Kassettenhülle erweiterbar); a – Leiterbild, b – Bestückungsplan

30

ggf. zu einem Schalter zusammenfassen

)* auf 60 kΩ ausmessen
)** auf 40 kΩ ausmessen
für gleiche Verhältnisse an R_T
V1, H1 VQA 13

Lampe 40 bis 60 W

Abstand etwa 60 cm

Fingerkuppe

Fotowiderstand

zur Schaltung

Versuchsanordnung

Stückliste zu Bild 28/Bild 29
Grenztemperaturmelder

Widerstände

R1	15 kΩ
R2	22 kΩ
R3	10 kΩ Schichtdrehwiderstand Gr. 1, liegend (für Test; später Typ mit Achse, Zeigerknopf)
R4	10 kΩ
R5	820 Ω (1,5 kΩ für *B 589 N*)
R6	220 Ω

Kondensatoren

C1	10 nF Keramik-Scheibenkondensator
C2	82 pF Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente

N1	open-collector-Operationsverstärker *B 861 D*
V1, V2	Lichtemitterdiode *VQA 13* (alternativ Referenzspannungsquelle *B 589 N*)
H1	Lichtemitterdiode *VQA 13.*

Sonstiges

Leiterplatte nach Bild 29
4 bzw. 7 Stecklötösen (7 wegen R3)

S1	Einschalter, 1polig
G1	Batterie 4,5 V

(S1, G1 außerhalb Leiterplatte, daher beliebige Typen)

Stückliste zu Bild 31, Bild 32, Bild 36
Pulsschlag-»Monitor«

Widerstände

R1, R4	1 kΩ
R2	100 kΩ
R3, R5	15 kΩ
R6	10 kΩ Schichtdrehwiderstand Gr. 05, liegend
R7	39 kΩ
R8, R9	150 kΩ
R10	120 Ω (100 Ω, 56 Ω, 150 Ω entsprechend Bild 32)
R_F	Fotowiderstand *WK 65060* (außerhalb Leiterplatte)

Kondensatoren

C1	1 μF MKL- oder MKT-Kondensator
C2	82 pF Keramik-Scheibenkondensator
C3	470 μF/10 V Elektrolytkondensator, liegend
C4	4,7 μF/40 V Elektrolytkondensator (für Variante nach Bild 32b und Bild 32c, außerhalb der Leiterplatte)

Halbleiterbauelemente

N1	open-collector-Operationsverstärker *B 861 D*
V1	Silizium-Gleichrichterdiode *SY 360/05*
H1	Lichtemitterdiode *VQA 13* o. ä. (außerhalb Leiterplatte)

Sonstiges

6 Stecklötösen
Leiterplatte nach Bild 36

BL1	Lautsprecher 8 ... 15 Ω bzw. aktiver Piezosummer *piezo-phon*

31

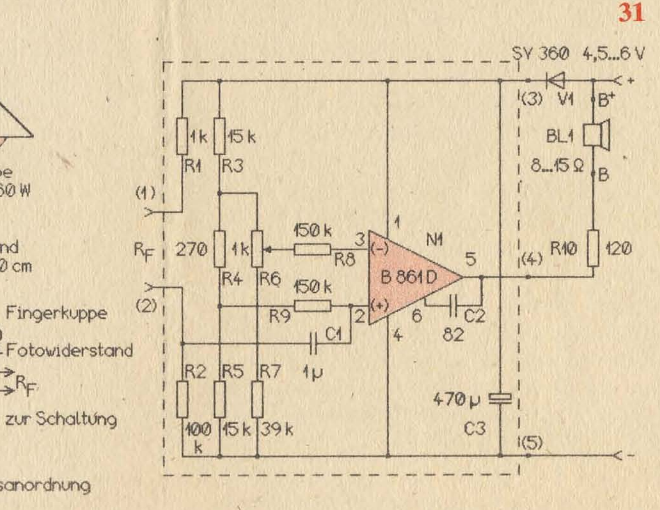
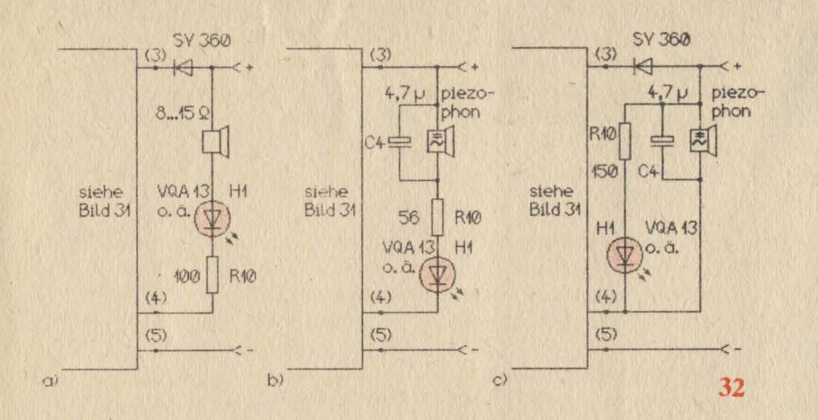
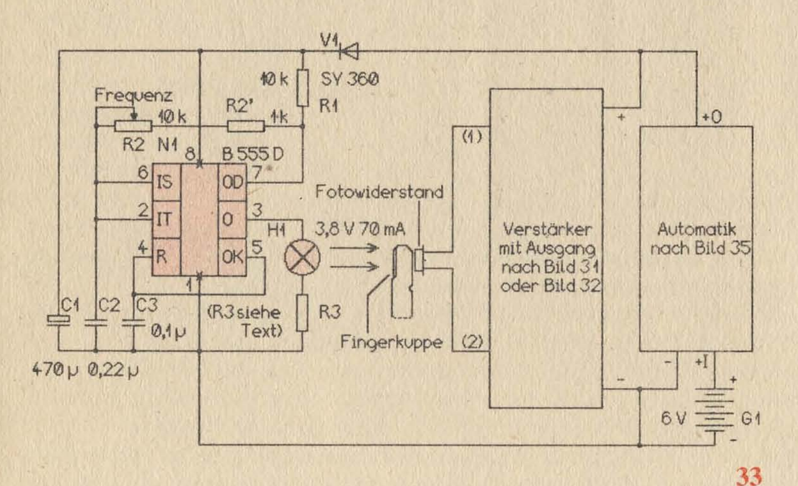


Bild 30 Innenwiderstandstester für Zink-Kohle-Batterien mit modifizierter Schaltung nach Bild 28

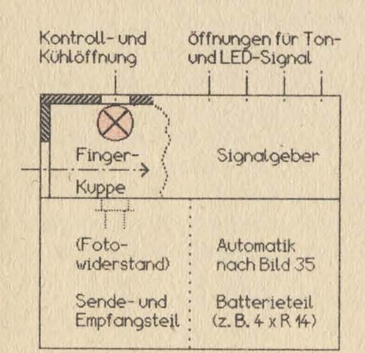
Bild 31 Einfacher Puls-»Monitor« mit Lautsprecherwiedergabe



32



33



34

Bild 33 Höhere Trägerfrequenz für die Lichtmodulation innerhalb einer vollständigen Puls-»Monitor«-Anordnung mit automatischer Begrenzung der Einschaltzeit

Bild 34 Mögliche Gehäusegestaltung zu Bild 33 (Varianten siehe Text)

Bild 32 Variationen für die Ausgangsgestaltung mit zusätzlicher optischer Pulsanzeige; a – einfache Ergänzung zu Bild 31, b – höhere Wiedergabefrequenz mit aktivem Piezosummer, c – Optimierung beider Ausgabearten

Stückliste zu Bild 33/Bild 35/ Bild 37 Modulatorteil und Zeitbegrenzung

Widerstände

R01	4,7 Ω
R02	150 kΩ
R03	1 MΩ
R04	1 kΩ
R05	10 kΩ
R1	10 kΩ
R2	10 kΩ Schichtdrehwiderstand Gr. 05, liegend
R2'	1 kΩ
R3	4,7 Ω

Kondensatoren

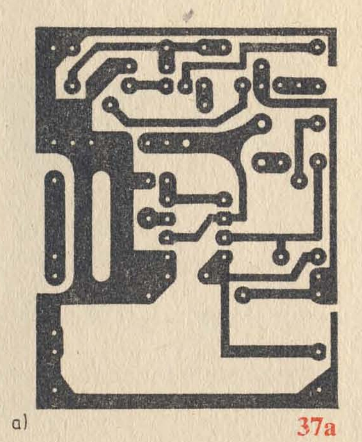
C01	220 µF/10 V Elektrolytkondensator, stehend
C1	470 µF/10 V Elektrolytkondensator, liegend
C2	0,22 µF MKL- oder MKT-Kondensator
C3	100 nF Keramik-Scheibenkondensator

Halbleiterbauelemente

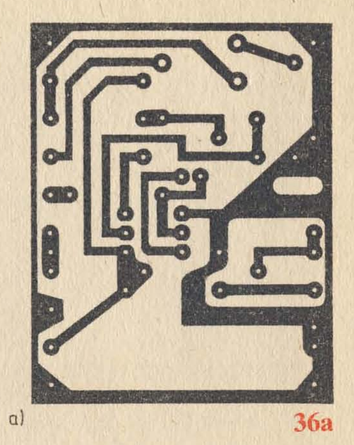
V01	Lichtemitterdiode *VQA 15*
V02	Silizium-Planardiode *SAY 20* o. ä.
V03	Silizium-npn-Transistor *SC 237 e* o. ä.
V04	Silizium-pnp-Transistor *SD 336 C*
N1	Timerschaltkreis *B 555 D*
V1	Silizium-Gleichrichterdiode *SY 360/05*

Sonstiges

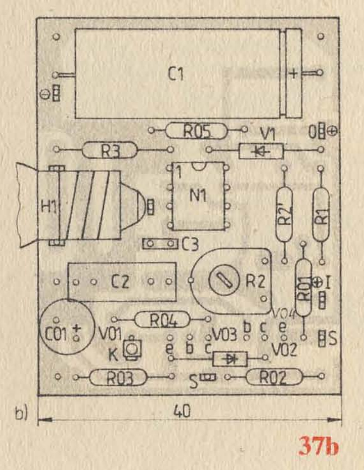
H1	Kleinglühlampe 3,8 V/0,07 A
S1	Ein-Taster (beliebig, da außerhalb Leiterplatte)
8 Stecklötösen	
Leiterplatte nach Bild 37	
G1	6-V-Batterie aus 4×*R14* oder 4×*R20* (außerhalb der Leiterplatte)



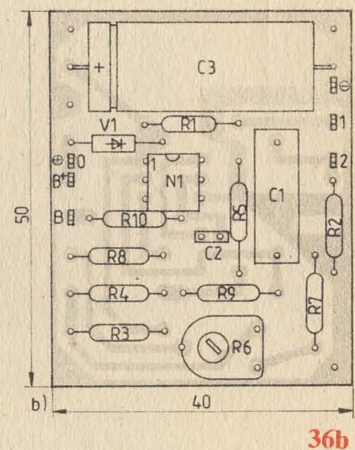
37a



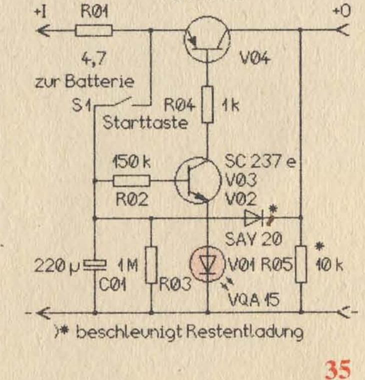
36a



37b



36b



35

Bild 36 Leiterplatte für Empfangsteil nach Bild 31 bzw. Bild 32

Bild 37 Leiterplatte für Modulatorteil und Zeitautomatik

Bild 35 Zeitbegrenzungsschaltung für Modulator und Empfangsteil